l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

Anno XXII - Dicembre 1950

NUMERO **12**

LIRE DUECENTO

Mod. F 4 RICEVITORE SUPERETERODINA A 5 VALVOLE
2 Gamme d'onda O.M. e O.C. - ed espansione di gamma

PREZZO L. **57.485**
(compr. tasse radiof.)

E' un ricevitore a 5 valvole più occhio magico.
Sintonia a permeabilità con due gamme d'onda a grande estensione (onde corte e medie) e sette sottogamme ad espansione di gamma sulle onde corte che consentono la più comoda e sicura esplorazione della banda, sfruttando così la grande sensibilità dell'apparecchio.
Grande selettività assicurata dalle ottime medie frequenze e dal filtro di media frequenza in entrata.
Un altoparlante *Vocedoro* da 220 mm. con magnete Alnico V conferisce all'apparecchio un volume sonoro rilevante e una grande ricchezza di tonalità. Il comando di tono consente tre regolazioni già esattamente dosate per i migliori risultati.
Una grande scala con due campi distinti (stazioni italiane - stazioni estere) consente l'immediato reperimento della stazione.
L'apparecchio è particolarmente adatto anche all'uso fonografico, fornendo una audizione potente e di qualità grazie all'altoparlante di grande diametro.
Il mobile, impellicciato in due colori, è di linea sobria e gradevole.
Dimensioni: 670x385x270; peso con imballo: kg. 12.

Nova Radio - Voce d'oro

NOVA **Officina Costruzioni Radio Elettriche S. a.**
Piazza Cadorna 11 - MILANO - Tel. 12.284 - Stab. a Novate Milanese - Tel. 970.861

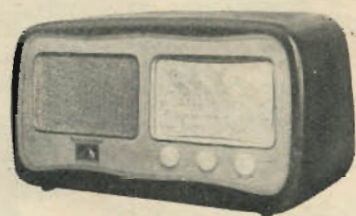
Radioricevitore "LA VOCE DEL PADRONE"

" È l'apparecchio di qualità per ogni esigenza e per ogni possibilità "

MOD. 510

5 Valvole

4 Gamme d'onda

Altoparlante a magnete permanente

In vendita presso i negozi diretti de **"La Voce del Padrone - Columbia - Marconiphone" S. p. A.** di Milano - Torino - Roma - Napoli e presso i migliori Rivenditori d'Italia.

La Ditta **Ing. D'AMIA** (DIAPHONE RECORDERS)

MILANO - Corso XXII Marzo 28 - Telef. 58.32.38

Porge **Buon Anno** a tutti i suoi sigg. Clienti - Collaboratori e Amici.

AVVERTE che sempre continuando la sua attività specializzata nel campo Registrazione - Riproduzione acustica **Disco - Filo - Film - Cinematografia** e particolarmente del suo più volte imitato, mai eguagliato **D5 Recorder** applicabile a normale radiofonografo dà inizio col **1951** a una nuova attività interessantissima a fondo Culturale-Tecnico e INVITA TUTTI a richiedere informazioni.

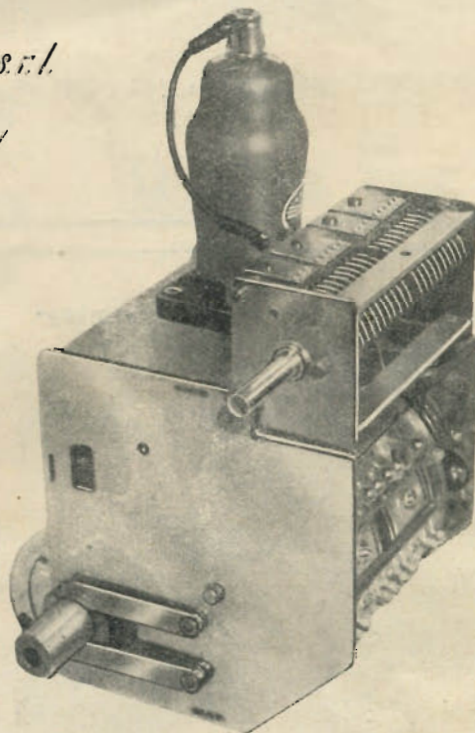
PREGASI UNIRE FRANCOBOLLO PER LA RISPOSTA

Brayton'S s.r.l.

MILANO - ALZAIA NAV. MARTESANA 30
Telef. 63.25.94

radiofrequency

Gruppo AF BM 7 E la Brayton's

comprende tutta l'Alta Frequenza di un ricevitore commerciale. Sette gamme d'onda, di cui due onde medie e cinque onde corte fino ai 10 metri compresi. Sistema brevettato di commutazione a tamburo esente da falsi contatti. Massima stabilità di ricezione in onde corte. Il complesso è perfettamente tarato ed allineato e non richiede ritocchi dopo il montaggio sul telaio. MESSA A PUNTO DEL RICEVITORE: Allineare le medie frequenze di 470 KC. a mezzo di un oscillatore modulato.

" Time is money if you have high performance ! "

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

12

DICEMBRE 1950

XXII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:

VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 200**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2000 più 40** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 4000 più 80.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnica scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

In questo fascicolo:

Dott. Ing. DONATO PELLEGRINO

BOBINE PER BASSE FREQUENZE

avvolte su nuclei di ferro laminato

« L'opera dell'Ing. Donato Pellegrino racchiude il risultato di una lunga esperienza e di un metodico studio indirizzato al perfezionamento delle bobine e al miglioramento del loro fattore di merito. Nella esposizione chiara e dettagliata, l'Autore parte da leggi fondamentali ben note, in base alle quali sviluppa organicamente la teoria, le applicazioni, le misure, il progetto delle bobine. Così il libro fornisce la possibilità di costruire con razionali procedimenti industriali ed economici, realizzando nello stesso tempo elevati fattori di merito. In complesso il libro, che riunisce tutto quanto può interessare questo particolare argomento, rappresenta un contributo importante al perfezionamento della tecnica che oggi deve essere la principale meta della umanità per la sua resurrezione economica e sociale ». (Dalla presentazione del Ch.mo Prof. Ing. Enzo Carlevaro del Politecnico di Napoli).

Il volume di XX-126 pagine, con 38 figure, numerose tabelle ed esempi di calcolo, tratta lo studio razionale del funzionamento elettrico, la teoria generale, il progetto, il collaudo e le misure su circuiti equivalenti. L. 500

Dott. Ing. ANTONIO NICOLICH

LA RELATIVITÀ DI ALBERT EINSTEIN

Alberto Einstein annunzia al mondo di aver completato la teoria unitaria della gravitazione e dell'elettromagnetismo. Per chiunque voglia mettersi in grado di comprendere domani il recente frutto della sua formidabile mente, la Editrice Il Rostro ha pubblicato un volumetto: **Ing. A. Nicolich, « La relatività di A. Einstein »**. Le sue 100 pagine possono familiarizzare ognuno cogli straordinari concetti informatori della nuova scienza, quali lo spazio-tempo tetradimensionale, la limitazione dell'universo, la moderna interpretazione della gravitazione universale, le geometrie non euclidee, le geodetiche del cronotopo, la curvatura degli iperspazi, la massa dell'energia atomica etc. L. 500

Dott. Ing. G. MANNINO PATANÈ

ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA

ad uso dei radiotecnici

Il volume, di VIII-90 pagine, con 49 illustrazioni e VIII tabelle, redatto in forma elementare, richiama tra le funzioni trigonometriche e sinoidali quelle che trovano applicazione in radiotecnica. E quale sia l'importanza delle funzioni suddette è ben noto. Gli esempi riportati nelle parti terza e quarta del volume ne dànno un'idea. Essi sono il noto procedimento dello sviluppo in serie di Fourier, applicabile ad un'ampia classe di funzioni non sinusoidali del tempo, la espressione analitica del fattore di distorsione e la trattazione analitica delle modulazioni in ampiezza, in fase e in frequenza.

La giusta fama dell'Ing. G. Mannino Patanè autore di pregevoli pubblicazioni è garanzia della serietà con la quale è stato redatto il volume. L. 500

LUIGI BASSETTI

DIZIONARIO TECNICO DELLA RADIO

TALIANO-INGLESE INGLESE-ITALIANO

Questo volume raccoglie, in circa 300 pagine di fitta composizione tipografica, tutte le abbreviazioni, i simboli, i vocaboli della letteratura radiotecnica anglosassone; le tabelle di conversione delle misure inglesi non decimali nelle corrispondenti unità metriche decimali (pollici, pollici quadrati, mils, mils circolari, spire per pollice, spire per pollice quadrato, piedi, piedi quadrati, piedi per libbra, ecc.) ;le tabelle di conversione delle unità di misura del lavoro, della potenza e della pressione; le tabelle di conversione dei calibri dei conduttori di rame del sistema inglese ed americano (gauges) nel sistema metrico decimale, ecc. E' un volume veramente indispensabile ai tecnici, agli studiosi, agli amatori, a tutti coloro che anche saltuariamente si trovano a contatto con pubblicazioni tecniche anglosassoni.

E' in vendita in due edizioni:

legato in cartoncino con elegante sovraccoperta a colori L. 900

legato in tutta tela con impressioni in oro, stampato su carta speciale tipo india L. 1100

EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE

ANTONIO NICOLICH (PARTE QUARTA

PROPRIETÀ DEI CIRCUITI DIFFERENZIANTI E INTEGRANTI

Si consideri un circuito costituito, come in fig. 7 *a)* e 8 *a)*, da una resistenza R in serie con una capacità C, in cui il condensatore C sia stato precedentemente caricato alla tensione V. Si supponga di mettere in corto circuito i morsetti di entrata 1 e 2. Il condensatore tende a scaricarsi attraverso R, perciò in circuito si origina una corrente i variabile e ai capi di C si localizza una tensione v_c pure variabile, mentre ai capi di R sorge una d.d.p. v_R uguale a Ri variabile anch'essa col tempo, analogamente a i e v_c. La tensione V si divide fra v_c e v_R in modo da compensarle in ogni istante, cioè: $V = v_R + v_c = Ri + v_c$ [1].

Alla scarica la tensione all'ingreso è stata soppressa per cui:

$$Ri + v_c = 0 \qquad [2]$$

Ricordando le ben note relazioni intercedenti fra la corrente i, la carica q, la capacità c, la tensione v è il tempo t:

$$q = Cv \; ; \qquad i = dq/dt = C \; dv/dt \; ,$$

e sostituendo nella [2], si ottiene:

$$RC \; (dv_c/dt) + v_c = 0, \text{ da cui: } (dv_c/dt) + (1/RC) \; v_c = 0 \qquad [3]$$

la [3] è un'equazione differenziale lineare omogenea di 1° ordine con coefficiente costante $1/RC$. Lo scopo che vogliamo perseguire è quello di determinare la legge di variazione della tensione v_c alle armature del condensatore in funzione del tempo, ossia di determinare la $v_c(t)$; ciò si ottiene integrando la [3] rispetto al tempo t. Ecco dunque che se nel circuito a resistenza e capacità si assumono come morsetti di uscita 3 e 4 i terminali del condensatore, si raccoglie una tensione rappresentata da $(1/C) \int i dt$, proporzionale cioè all'integrale della corrente in gioco. Per questo motivo il circuito di fig. 8 *a)* prende il nome di *circuito integrante o integratore*.

L'accennata integrazione risulta assai agevole considerando che se si pone $v_c = e^{\alpha t}$, dove α è una costante, si ha:

$$dv_c/dt = \alpha \, e^{\alpha t}$$

e sostituendo nella [3]:

$$\alpha \, e^{\alpha t} + (e^{\alpha t}/RC) = 0 \; ; \quad \text{da cui} \quad \alpha = -(1/RC) \; .$$

Si ha allora che $v_c = e^{-(t/RC)}$, cioè $e^{-(t/RC)}$ è un integrale particolare della [3].

Per avere l'integrale generale basta moltiplicare il precedente risultato per una costante arbitraria K : $v_c = K \, e^{-(t/RC)}$. Per determinare la K si ricorre alla condizione limite, per la quale a $t = 0$ corrisponde $v_c = K = V$, per cui in definitiva:

$$v_c = V \, e^{-(t/RC)} \qquad [4]$$

Il prodotto RC è la costante di tempo del circuito (t in sec. se R in ohm, C in Faraday). Il suo significato risulta immediatamente evidente ponendo nella [4] $t = RC$, si ha allora:

$$v_c = V/e = V/2{,}718 \backsim 0{,}37 \; V \; ,$$

ossia la costante di tempo rappresenta il tempo necessario affinchè la tensione ai capi del condensatore C si riduca al 37% del valore iniziale al tempo zero, ovvero il tempo occorrente affinchè il condensatore si scarichi del 63% rispetto alla carica che esisteva al tempo zero sulle sue armature.

La [4] insegna che la v_c ha andamento esponenziale, ossia le ordinate in un diagramma $v_c = f(t)$ decrescono dapprima rapidamente, quindi tendono asintoticamente a zero. Ciò significa che la tensione non si annulla teoricamente mai alle armature di C, ma in pratica essa si riduce a valori trascurabili dopo un tempo abbastanza breve dipendente dai valori di R e di C.

La variazione della carica q alle armature, essendo proporzionale alla tensione, segue la stessa legge di questa, per cui si può scrivere: $q = Q \, e^{-(t/RC)}$, dove Q è il valore della carica per $t = 0$ e $v = V$.

La determinazione della tensione $v_R = Ri$ ai capi della resistenza R si ottiene subito come segue:

$$v_R = Ri = R \, (dq/dt) = R \frac{d}{dt} Q e^{-(t/RC)} =$$

$$= -(1/RC) \; RCV \, e^{-(t/RC)} = -V \, e^{-(t/RC)} \qquad [6]$$

ossia la tensione v_R è uguale e contraria alla v_c, ciò è intuitivo, perchè essendo in regime di scarica la tensione applicata costantemente nulla, le due tensioni ai capi del condensatore e della resistenza si devono fare equilibrio in ogni istante.

La [6] ci dice ancora che se si assumono come morsetti di uscita 3 e 4 i terminali della resistenza R, si ottiene una tensione che è proporzionale alla derivata della carica in gioco, donde la giustificazione della denominazione di *circuito differenziante o differenziatore* per il circuito di fig. 7 *a)*.

Sembrerebbe a prima vista che un unico circuito a resistenza e capacità in serie possa essere sfruttato contemporaneamente come circuito integrante e come differenziatore, assumendo in esso due uscite, una ai capi del condensatore (uscita integrata), l'altra ai capi della resistenza (uscita differenziata); in pratica per la separazione dei segnali orizzontali da quelli verticali si devono invece impiegare due circuiti distinti, per quanto entrambi dello stesso tipo di fig. 7 *a)* e 8 *a)*, perchè le costanti di tempo devono essere notevolmente diverse nei due casi, come verrà chiarito in seguito.

L'andamento della corrente di scarica è analogo a quello della tensione v_R, in quanto le due grandezze sono proporzionali. La espressione di i è la seguente: $i = -(V/R) \, e^{-(t/RC)}$ [7] cioè anch'essa è negativa e decrescente in valore assoluto dapprima rapidamente, poi tende asintoticamente a zero, seguendo la legge esponenziale.

Consideriamo ora il comportamento dello stesso circuito in regime di carica, cioè quando si applica ai morsetti 1, 2 di entrata la tensione costante V. Si considera positiva l'armatura del condensatore collegata col polo positivo del generatore di V.

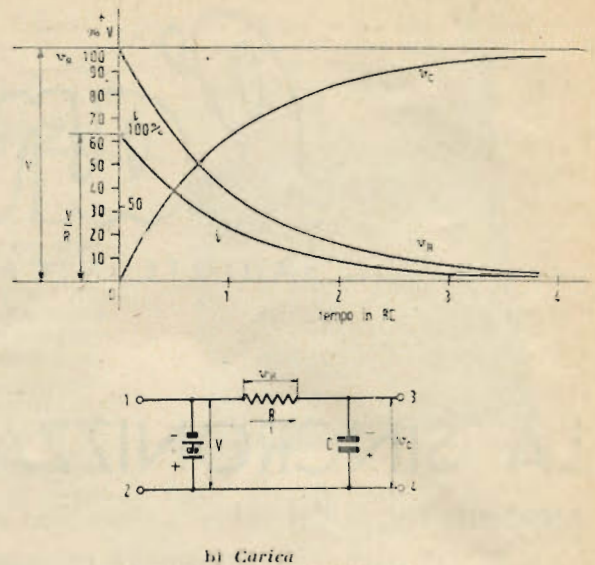
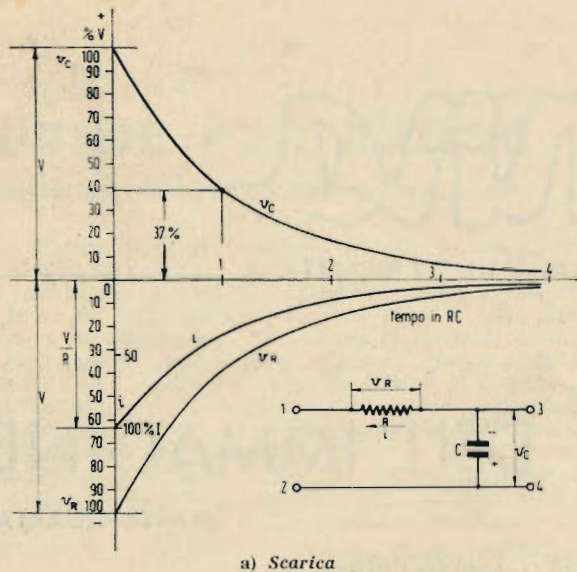
In questo caso si ha:

$$v_c + RC \; (dv_c/dt) = V \qquad [8]$$

la [8] è un'equazione differenziale lineare completa, non omogenea.

E' evidente che essendo V costante, se si pone $v_c = V$ si ottiene un integrale particolare della [8], perchè $dV/dt = 0$. Poichè l'integrale generale di un'equazione come la [8] si ottiene sommando ad un integrale particolare l'integrale generale dell'equazione omogenea, che da essa si deduce ponendo uguale a zero il termine noto, la soluzione che cerchiamo sarà data dalla somma di V più l'integrale generale della [3], dove per essere $v_c = 0$ al tempo $t = 0$, si deve fare $K = -V$, cioè in conclusione:

$$v_c = V \; (1 - e^{-(t/RC)}) \qquad [9]$$

La [9] ha un andamento esponenziale: le ordinate nel diagramma $v_c = f(t)$ crescono rapidamente inizialmente, quindi tendono asintoticamente a V; la costruzione del grafico relativo è agevole bastando togliere dalla ordinata $V = cost$ i valori delle ordinate della curva rappresentativa della [4]. Intuitivamente si spiega l'andamento del fenomeno pensando che all'applicazione della V il condensatore C si carica permettendo il passaggio della

a) *Scarica*

b) *Carica*

FIG. 13. - *Tensione* v_C, v_R *e corrente* i *di scarica e carica di un condensatore* C *attraverso una resistenza* R.

corrente nel circuito fino a che la d.d.p. alle sue armature eguaglia la V, e contrastandola la equilibra, allora non è più possibile il moto di alcuna carica e la corrente cessa. Il passaggio di corrente durante il transitorio in cui il condensatore si carica si spiega col fatto che in tale periodo la tensione applicata è continuamente variabile. La corrente i è ora rappresentata dalla:

$$i = (V/R)\ e^{-(t/RC)} \qquad [10]$$

cioè da un'equazione del tipo [7], ma col segno cambiato.
Analogamente per la tensione ai capi della R si ha:

$$v_R = V\ e^{-(t/RC)} \qquad [11]$$

Ricerchiamo il valore del rapporto v_R/V (manifestamente coincidente col rapporto R/Z) della tensione ai capi della R alla tensione V di alimentazione.

Dalla [12] si ricava successivamente:

$$\frac{\overline{Z}}{R} = 1 - \frac{j}{\omega RC} ; \quad \frac{R}{Z} = \frac{1}{1 - \dfrac{j}{\omega RC}} = \frac{1 + j/\omega RC}{1 + \dfrac{1}{(\omega RC)^2}}$$

che si scinde nelle due equazioni scalari

$$\frac{v_R}{V} = \frac{R}{Z} = \sqrt{\left[1 + \frac{1}{(\omega RC)^2}\right] \Big/ \left[1 + \frac{1}{(\omega RC)^2}\right]^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + \dfrac{\omega}{(\omega RC)^2}}} = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \qquad [14]$$

In fig. 13 *a*) si sono riportati i grafici di v_c, v_R, e i alla scarica del condensatore C in funzione del tempo t computato in termini della costante di tempo, corrispondenti rispettivamente alle equazioni [4], [6], [7]; in fig. 13 *b*) si sono rappresentate le stesse grandezze relative alla carica del condensatore C, corrispondenti rispettivamente alle equazioni [9], [10], [11].

Il significato della costante di tempo RC alla carica è analogo a quello già messo in luce per la scarica, e cioè rappresenta il tempo necessario affinchè il condensatore si carichi al 63% della tensione applicata per la massima carica.

L'azione del circuito a resistenza e capacità è essenzialmente quello di fornire una corrente o tensione di uscita sfasata in anticipo o in ritardo di un angolo che teoricamente, per correnti sinoidali d'entrata, è di 90°. Infatti se si pone $i = I\ sen\ \omega t$, si ha rispettivamente per la sua derivata e per il suo integrale rispetto al tempo:

$$\frac{di}{dt} = I\ \omega\ cos\ \omega\ t \quad ; \int_0^t idt = I \int_0^t sen\ \omega\ t\ dt = -\frac{I}{\omega}\ cos\ \omega$$

cioè, a meno di un fattore costante inessenziale, il risultato delle due operazioni è $\pm cos\ \omega t$; il segno + corrisponde alla derivazione; poichè $cos\ \omega t = sen\ [\omega t + (\pi/2)]$ si vede che questa operazione anticipa di 90° la fase della grandezza entrante.

Il risultato della integrazione essendo $-cos\ \omega t$, si deduce che la grandezza all'uscita è in ritardo di 180° rispetto all'uscita del caso precedente, ossia è in quadratura in ritardo rispetto alla grandezza entrante. In pratica gli sfasamenti che si verificano fra entrata e uscita sono variabili da 0 a 90°.

Considerando che il circuito in esame può considerarsi un divisore di tensione, è facile ricavare l'espressione della tensione di uscita; infatti l'impedenza del circuito, detta $X = -(1/\omega C)$ la rettanza capacitiva, vale:

$$Z = R + jX = R - (j/\omega C) \qquad [12]$$

che si scinde nelle due equazioni scalari

$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} = \frac{\sqrt{(\omega RC)^2 + 1}}{\omega C}$$

$$\varphi_R = artg \frac{1}{\omega RC} \qquad [14\ bis]$$

dove con φ_R si è designato l'angolo di fase in anticipo della v_R rispetto alla V. Dal confronto della [13 bis] e [14 bis] risulta: $\varphi_R = -\varphi$ in quanto φ rappresenta l'angolo di fase in ritardo della V rispetto alla v_R, cioè è lo stesso angolo φ_R, ma col segno cambiato, perchè contato a partire da v_R e quindi in senso opposto rispetto al senso di φ_R che è contato invece a partire da V.
Analogamente ricerchiamo il valore del rapporto v_c/V manifestamente coincidente col rapporto X/Z della tensione ai capi di C alla tensione di alimentazione.

Ancora dalla [12] si ha:

$$\frac{X}{Z} = \frac{-j/\omega C}{R - j/\omega C} = \frac{-j}{\omega RC - j} = \frac{-j(\omega RC + j)}{1 + (\omega RC)^2} = \frac{1 - j\ \omega RC}{1 + (\omega RC)^2}$$

che si scinde nelle due equazioni scalari:

$$\frac{v_X}{V} = \frac{X}{Z} = \sqrt{\frac{1 + (\omega RC)^2}{[1 + (\omega RC)^2]^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \qquad [15]$$

$$\varphi_c = artg\ (-\omega RC) \qquad [15\ bis]$$

dove con φ_c si è indicato l'angolo di fase in ritardo della v_c rispetto alla V. L'espressione di φ_c può essere elementarmente dedotta osservando che $\varphi_c = (\pi/2) - \varphi_R$, per cui $tg\varphi_c = ctg\varphi_R = 1/tg\varphi_R$; essendo $tg\varphi_R = 1/\omega RC$ si ha immediatamente: $tg\varphi_c = \omega RC$, ricordando poi che φ_c rappresenta un ritardo, mentre φ_R rappresenta un anticipo rispetto a V, si rende subito conto del segno meno che affetta la [15 bis]. Raccogliendo i risultati: 1°) per

$$[13]: \qquad \varphi = artg\left(\frac{-1}{\omega RC}\right) \qquad [13bis]$$

il circuito differenziante a resistenza e capacità valgono le relazioni

$$\frac{V_R}{V} = \frac{R}{Z} = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad [14] \; ; \; \varphi_R = artg \frac{1}{\omega RC} \quad [14 \text{ bis}]$$

2° per il circuito integrante a resistenza e capacità valgono le relazioni:

$$\frac{V_C}{V} = \frac{X}{Z} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad [15] \; ; \; \varphi_C = artg\,(-\omega RC) \quad [15 \text{ bis}]$$

Dal confronto fra la [14 bis] e la [15 bis] si deduce nuovamente la proprietà del circuito differenziante di fornire una tensione in anticipo su quella di alimentazione, nonchè la proprietà del circuito integrante di fornire una tensione in ritardo rispetto alla medesima.

Non riportiamo i grafici traducenti le [14], [14 bis], [15] e [15 bis], perchè queste formule sono relative ad una tensione sinoidale di alimentazione, mentre ci interessano maggiormente i regimi transitori riportati nelle figg. 13 *a*) e 13 *b*).

Applicando ai morsetti di entrata 1, 2 di un circuito di resistenza *R* in serie con la capacità *C*, come in fig. 7 *a*) e 8 *a*), una tensione di forma rettangolare della durata uguale alla costante di tempo *RC* del circuito, realizzano le condizioni sopra studiate. Precisamente all'estremo iniziale verticale dell'impulso di ampiezza *V* corrisponde l'applicazione brusca di una tensione di uguale ampiezza e quindi una carica del condensatore *C* per una durata pari a *RC*; all'estremo finale verticale dell'impulso corrisponde la rimozione istantanea della tensione applicata e quindi la scarica del condensatore secondo le modalità indicate precedentemente. Se si immagina che gli impulsi rettangolari si ripetano a regolari intervalli di 2 RC (cioè essendo di durata *RC* l'intervallo di tempo fra la fine di un impulso e l'inizio del successivo, vale ogni impulso puro *RC*) i fenomeni di carica e scarica conseguenti presentano l'andamento di fig. 14 in cui i tempi sono riportati in unità *RC* sull'asse delle ascisse. In fig. 14 *a*) è indicata la tensione rettangolare di ampiezza *V* applicata tra i morsetti 1, 2 di ingresso del circuito.

Poichè gli impulsi hanno la durata di una costante di tempo *RC*, durante questo tempo il condensatore si carica e alla fine di tale periodo la tensione v_c ai suoi capi vale 0,63 V (v. fig. 14 *b*); la corrente *i* di carica che all'istante zero aveva il valore $I = V/R$ diminuisce esponenzialmente e dopo il tempo *RC* assume il valore 0,37 V/R (v. fig. 14 *c*); la tensione V_R ai capi della resistenza *R* ha lo stesso andamento della corrente *i*, ha il suo massimo $V = RI$ all'istante $t = 0$ e raggiunge il valore 0,37 V dopo il tempo *RC* (v. fig. 14 *d*). Per tutto il tempo *RC* intercedente fra il 1° e il 2° impulso, non vi è applicata alcuna tensione al circuito, perciò il condensatore si scarica al 37% della tensione 0,63 V esistente all'istante *RC* alle sue armatura, quindi dopo il tempo 2 RC la tensione v_c vale $0{,}37 \times 0{,}63$ V = 0,233 V (vedi fig. 14 *b*); la corrente *i* all'istante in cui si inizia la scarica si inverte e salta bruscamente dal valore 0,37 V/R al valore $i = +0{,}37\ V/R - V/R = -0{,}36\ V/R$, quindi diminuisce in valore assoluto per tutta la durata della scarica e al tempo 2 RC si riduce al valore

$$i = 0{,}37 \times 0{,}63\ (V/R) = 0{,}233\ V/R$$

(v. fig. 14 *c*); la tensione ai capi della *R* si inverte pure all'istante $t = RC$ passando istantaneamente dal valore 0,37 V al valore $+0{,}37\ V - V = -0{,}63$ V, quindi diminuisce in valore assoluto in accordo colla corrente *i*, per raggiungere il valore

$$-0{,}37 \times 0{,}63\ \text{V} = -0{,}233\ \text{V} \quad (\text{v. fig. 14 } d).$$

All'istante 2 *RC* inizia il 2° ciclo col sopraggiungere all'entrata del circuito del 2° impulso. I fenomeni conseguenti hanno andamenti analoghi a quelle testè descritti per il 1° ciclo, ma i valori delle tensioni e correnti non sono gli stessi, perchè dipendono dalle ampiezze che esse hanno all'inizio del 2° ciclo, ampiezze coincidenti con quelle finali del 1° ciclo, sensibilmente diverse da quelle iniziali dello stesso 1° ciclo. Così (v. fig. 14 *b*) la tensione netta applicata all'istante $t = 2\ RC$ è la risultante dell'ampiezza *V* dell'impulso meno il valore residuo della tensione di scarica al condensatore *C*, cioè questo viene ora caricato con la tensione $V - 0{,}233$ V = 0,767 V; la carica dura nuovamente quanto la larghezza dell'impulso, così che al tempo $t = 3\ RC$, ossia dopo un tempo pari a tre costanti di tempo, la tensione ai capi del condensatore ha raggiunto il valore

$$v_c = 0{,}63 \times 0{,}767\ \text{V} + 0{,}233\ \text{V} = 0{,}483 + 0{,}233\ \text{V} = 0{,}716\ \text{V},$$

pari al 63% della tensione netta applicata, aumentato del valore residuo della tensione di scarica alla fine del 1° ciclo (v. ancora fig. 14 *b*).

Procedendo nello stesso modo è assai agevole calcolare i valori di v_c alla fine di ogni carica e scarica ai tempi 4 *RC*, 5 *RC*, ... n *RC*.

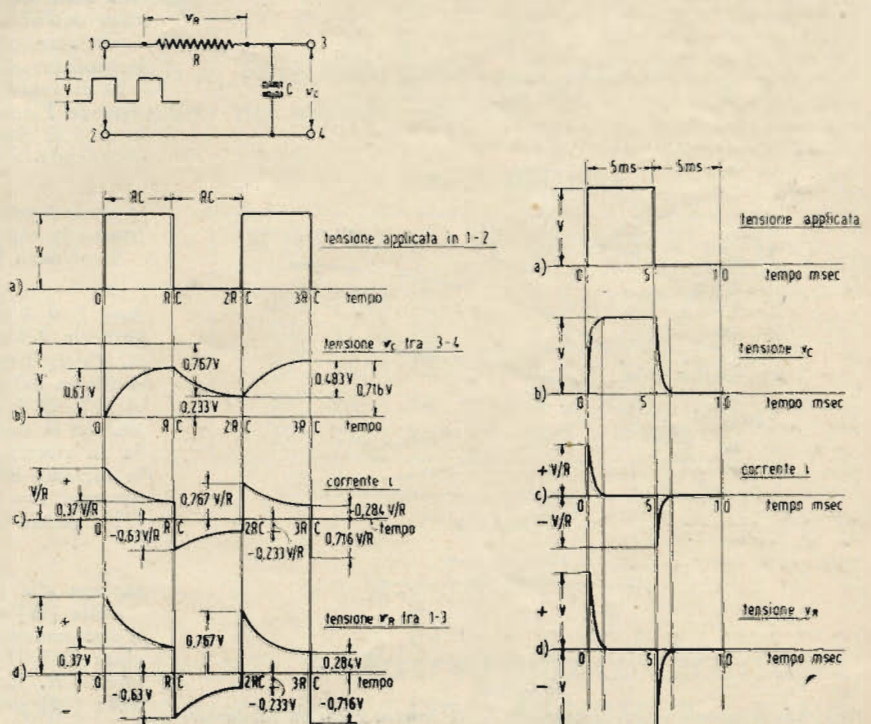
I valori della tensione v_R ai capi della *R* sono facilmente deducibili ricordando che nel regime di carica la somma della v_R e della v_c è costante ed uguale alla tensione *V* applicata, mentre nel regime di scarica la v_R fa in ogni istante equilibrio alla v_c quindi le due tensioni hanno ugual valore assoluto e segno opposto; dividendo poi i valori di v_R per la resistenza *R* si ottiene la legge di variazione della corrente *i*; in tal modo ci si rende conto dei diagrammi della fig. 14 *c*) e *d*) relativamente agli istanti 2 *RC*, 3 *RC*. L'esempio della fig. 14, in cui i tempi di carica e scarica sono uguali tra loro e alla larghezza dell'impulso di alimentazione, si presta bene ad illustrare i fenomeni descritti, ma ha scarse applicazioni in pratica. E' evidente che facendo lunga o breve la costante di tempo del circuito rispetto alla larghezza dell'impulso rettangolare applicato all'ingresso, si possono ottenere varie forme d'onda, tra le quali è possibile sceglierne alcune particolarmente adatte per la separazione degli impulsi orizzontali da quelli verticali. Una costante di tempo si ritiene lunga quando è maggiore o al minimo uguale a cinque volte la durata dell'impulso; in tal modo il condensatore non fa in tempo a ca-

Nell'ordine, da sinistra a destra:

FIG. 14. - *Tensioni e corrente nel circuito R.C in serie alimentato con tensione rettangolare e di larghezza uguale alla costante di tempo* RC.

FIG. 15. - *Tensioni e corrente nel circuito R.C in serie con breve costante di tempo (*RC = 1 *msec) rispetto alla larghezza (*5 *msec) degli impulsi di alimentazione.*

ricarsi completamente nel tempo in cui è applicata la tensione rettangolare. Una costante di tempo è ritenuta breve quando è minore o al massimo uguale a un quinto della durata dell'impulso; in conseguenza la tensione d'entrata risulta applicata per almeno cinque costanti di tempo e il condensatore può caricarsi in modo completo (v. ad es. fig. 13 *b*); quanto si è ora detto per la carica è valido anche per la scarica (v. ad es. fig. 13 *a*). La costante di tempo determina solamente la velocità di carica e scarica del condensatore, mentre il tempo in cui esse avvengono è funzione della durata e dell'ampiezza dell'impulso applicato; il condensatore si carica o si scarica a seconda che la tensione applicata è maggiore o minore della d.d.p. esistente in ogni istante alle armature del condensatore stesso.

In fig. 15 è rappresentato il comportamento del solito circuito a R e C in serie quando la costante di tempo è molto piccola rispetto alla durata dell'impulso. Ad es. quando $R = 1$ Mohm e $C = 1$ mμF, la costante di tempo vale $RC = 1 \times 10^6 \times 10^{-9} = 10^{-3}$ sec $= 1$ msec; per quanto detto sopra la durata della tensione rettangolare deve essere almeno 5 msec come si vede in fig. 15 *a*).

La tensione v_C ai capi del condensatore (v. fig. 15 *b*) risulta quasi rettangolare poichè esso si carica e scarica completamente in un tempo molto breve rispetto alla durata dell'impulso entrante, gli estremi della v_C sono quasi verticali e il valore massimo che tale tensione raggiunge coincide alla carica coll'ampiezza V. La corrente è costituita da guizzi molto ripidi positivi in corrispondenza del tratto verticale iniziale della tensione V applicata, negativi in corrispondenza del tratto verticale finale della stessa. La i presenta i suoi massimi $\pm V/R$ agli istanti 0, 5, 10 ... msec, appunto in corrispondenza degli inizii e delle fini della tensione rettangolare applicata. Per la maggior parte del periodo la corrente in circuito è nulla perchè il condensatore è o completamente carico o completamente scarico; durante i brevi tempi di carica la corrente si riduce rapidamente a zero dal suo massimo $+ V/R$ seguendo la legge esponenziale; analogamente durante i brevi intervalli di scarica la corrente si riduce a zero a partire dal suo massimo negativo $- V/R$ (v. fig. 15 *c*). Al solito la tensione v_R ai capi della resistenza R ha lo stesso andamento della corrente i ed è quindi costituita da brevi acuti impulsi di tensione il cui valore massimo vale $+ V$ in corrispondenza dell'inizio della tensione applicata al circuito, mentre il suo valore minimo è $- V$ e si verifica nell'istante in cui viene soppressa la tensione di alimentazione (v. fig. 15 *d*). Sono appunto questi guizzi della tensione v_R che vengono utilizzati per la sincronizzazione orizzontale. Il circuito a breve costante di tempo (circuito differenziante) gode dunque della proprietà che applicando al suo ingresso il segnale sincro completo, composto cioè dagli impulsi rettangolari di linea, egualizzatori e di quadro, è possibile ricavare ai capi della resistenza R dei guzzi di tensione generati solo dagli impulsi orizzontali di linea, i quali pertanto risultano isofrequenziali con questi e isolati dagli altri e possono quindi essere utilizzati per la sincronizzazione orizzontale del cinescopio in ricezione.

E' chiaro che se un condensatore C viene caricato in serie con una resistenza di alto valore (ad es. $R = 1$ Mohm) costituendo cioè alla carica un circuito di grande costante di tempo, quindi scaricato sopra una resistenza di basso valore (ad es. 10 kohm) costituendo cioè alla scarica un circuito di piccola cost. di tempo, si otterrà un fenomeno il cui andamento è rappresentabile con due tratti di curva: il primo è un ramo esponenziale saliente lentamente, rappresentativo della carica incompleta del condensatore; il secondo è un ramo esponenziale discendente molto ripido che riporta la tensione a zero, potendo il condensatore scaricarsi totalmente in un tempo molto breve; l'andamento globale delle due curve è assimilabile in pratica a quello di una tensione a dente di sega e può vantaggiosamente essere impiegato per la deviazione elettrostatica dei cinescopi provvisti delle relative placchette.

Se in luogo di un circuito composto di R e C in serie come finora considerato, si prende in esame un circuito composto di una resistenza R in serie con una induttanza L come illustrato in fig. 7 *b*) e in fig. 8 *b*), si hanno dei fenomeni correlativi a quelli descritti per il caso dei circuiti di fig. 7 *a*) e di fig. 8 *a*); bisogna però sostituire alla tensione ai capi del condensatore la corrente i_L nell'induttanza, quindi la tensione di uscita differenziata v_L si raccoglie ora ai capi dell'induttanza L. Infatti all'applicazione istantanea di una tensione rettangolare ai morsetti 1, 2 del circuito R, L consegue il passaggio di una corrente che, per la autoinduzione della bobina L, non può raggiungere istantaneamente il suo massimo valore costante di regime, ma cresce lentamente secondo una legge esponenziale, analogamente alla tensione durante la carica alle armature del condensatore nel caso del circuito R, C. Dunque all'applicazione della tensione all'entrata del circuito R, L si produce una variazione di corrente che genera un campo magnetico; nelle spire della bobina L si induce una contro f.e.m. che si oppone alla variazione di corrente che l'ha prodotta e alla tensione applicata, la tensione netta attiva per far scorrere la corrente è allora minore di questa. Analogamente quando cessa la tensione di alimentazione il campo magnetico della bobina cade, questa variazione si oppone alla sospensione dell'alimentazione e genera una f.e.m. di autoinduzione nella L che mantiene per alcun tempo la corrente in circuito dopo che la tensione all'entrata è stata soppressa.

Se si conferisce una carica al circuito applicando una tensione costante V, che fa circolare la corrente $I = V/R$, quindi si toglie la V e si chiude il circuito su se stesso, la corrente diminuisce obbedendo alla relazione:

$$Ri_L + L\,(di_L/dt) = 0 \qquad [16]$$

la quale esprime che la f.e.m. indotta $- L\,(di/dt)$ eguaglia in ogni istante la caduta di tensione Ri_L ai capi della R.

Risolvendo la [16] si trova:

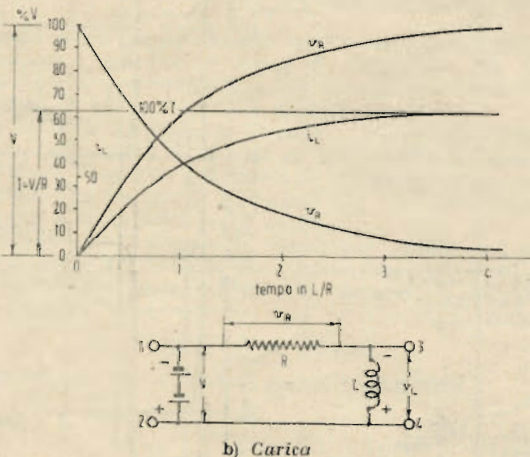
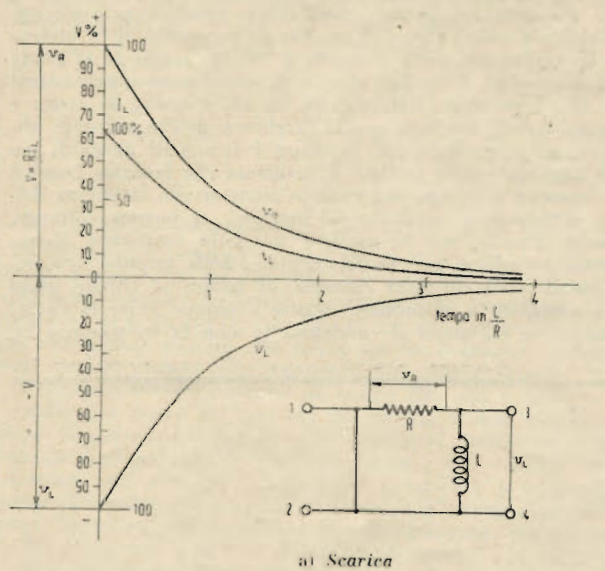
$$i_L = I\,e^{-(Rt/L)} \qquad [17]$$

dove L/R è la costante di tempo del circuito R, L ed ha un significato del tutto analogo alla costante di tempo RC del circuito R, C; L/R indica cioè il tempo occorrente affinchè la corrente si riduca dal valore iniziale I al valore finale I/e; ossia si riduca al 37% di I; ovvero L/R rappresenta anche il tempo necessario affinchè la corrente i_L raggiunga il 63% del suo massimo valore I. Se in circuito agisce una tensione V costante di alimentazione, la corrente nell'induttanza è sempre uguale alla differenza tra la corrente $I = V/R$ di regime e quella transitoria fornita dalla [17]; perciò in tal caso la corrente è espressa dalla:

$$i_L = V/R\,(1 - e^{-(Rt/L)}) \qquad [18]$$

analoga alla [9] relativa alla carica del condensatore C.

Dalla [18] si deduce che teoricamente la i_L non raggiunge mai il suo massimo V/R, ma in pratica in un tempo uguale o maggiore di 5 (L/R) si può ritenere che la i_L sia stabilizzata al valore V/R. La componente variabile col tempo della i_L fornita dalla [17] prende il nome di *extracorrente di chiusura*.

(segue a pagina 281)

a) *Scarica*

b) *Carica*

FIG. 16. - *Tensioni v_R, v_L e corrente i_L di scarica e carica in un circuito di una induttanza L e di una resistenza R in serie.*

GELOSO

sulle onde della radio

LA BATTAGLIA DEI DISCHI FONOGRAFICI

In questi ultimi anni l'evoluzione della tecnica e dell'industria fonografiche negli Stati Uniti si è accentuata ulteriormente grazie anche alle novità tecniche che hanno sollecitato in questo settore l'interesse del pubblico e degli esperti.

Va anzitutto rilevata la crescente diffusione tra le maggiori e minori compagnie radiofoniche statunitensi del sistema di registrazione a nastro compiuta, com'è noto, mediante un nuovo dispositivo relativamente semplice costituito essenzialmente d'un microfono, d'un amplificatore, d'un gruppo magnetico, d'un nastro magnetizzabile scorrevole in opposte direzioni nonchè di un altoparlante: chi voglia procedere alla registrazione non ha che da avvicinare la sorgente sonora al microfono che provvede a trasformare le onde sonore in elettromagnetiche; queste a loro volta vengono registrate sul nastro magnetizzabile in movimento.

Quando poi si voglia ritradurre in suono la registrazione basterà riportare il nastro nella posizione iniziale e metterlo in contatto con l'altoparlante che provvederà a ritrasformare in onde sonore gli impulsi elettromagnetici. I vantaggi già evidenti di questa registrazione, che è assai fedele e subito pronta a ritradursi in suono, saranno ancor meglio apprezzati quando sia detto che l'apparecchio registratore è munito anche di un dispositivo che consente cancellare il nastro già registrato: in tal modo è possibile eliminare le « papere » o le « stecche » dai brani, siano essi parlati o musicali, già passati al vaglio del microfono, poichè sarà sufficiente cancellare il tratto di nastro incriminato e far ripetre correttamente il passaggio, sincronizzandolo ed inserendolo in modo perfetto mediante un procedimento piuttosto semplice. Quando poi un brano troppo lungo risulti insoddisfacente e non si possa per qualsiasi ragione ripeterlo è anche possibile espungerlo completamente e saldare nuovamente il nastro al punto preferito.

Tutto ciò consente evidentemente di migliorare molto la qualità delle trasmissioni e spiega quindi perchè ormai più della metà dei programmi delle emittenti americane vengano registrati su nastro prima di essere messi in onda: si vuole infatti che agli ascoltatori giunga solo materiale accuratamente vagliato. Ad esempio, il programma di Bing Crosby, dura nella sala di registrazione 40 minuti, ma in genere — in sede di trasmissione — non oltrepassa i 29 minuti: 11 minuti di registrazione imperfetta vengono espunti.

A questo punto verrà spontaneo di chiedersi se il nuovo sistema di registrazione non rappresenti un fattore pericoloso in concorrenza per le industrie produttrici di dischi e di grammofoni. La risposta è, almeno per ora, senz'altro negativa. I nuovi apparecchi di registrazione a nastro costano infatti troppo cari perchè la massa del gran pubblico — che è poi quella che orienta il mercato — possa o voglia preferirli ai comuni grammofoni.

Il loro impiego è quindi strettamente limitato alle emittenti radio e ad alcune organizzazioni didattiche e culturali come ad esempio, agli istituti superiori di istruzione ove è in tal modo possibile ascoltare, più volte se è necessario, conferenze, lezioni o conversazioni registrate altrove, ovvero alle scuole di recitazione, ove col nuovo sistema, assai meglio che non con i dischi, gli allievi possono rendersi conto personalmente dei propri difetti di pronuncia e correggerli.

Va piuttosto rilevato a questo punto che effettivamente dischi e grammofoni hanno attraversato negli ultimi due anni una crisi di concorrenza tra le più drammatiche; ma non certo determinata dai nuovi sistemi su nastro, sì invece da nuovi tipi di dischi e grammofoni, e conclusasi solo di recente dopo una contrazione delle vendite tanto forte da far pensare all'inevitabilità di una catastrofe. Va anzitutto rilevato che in America già da vari anni sono largamente diffusi dei tipi di fonografi a 78 giri al minuto che cambiano automaticamente fino a dieci dischi di fila: gli ascoltatori potevano quindi godere già con questi apparecchi un buon quarto d'ora di musica senza bisogno di dover lasciare la loro comoda poltrona.

Tuttavia, si volle fare meglio e di più pur di conquistarsi il mercato, e nel 1948 una delle maggiori case produttrici americane dopo una grandiosa campagna pubblicitaria lanciò un nuovo tipo di disco a 33 giri e un terzo al minuto nonchè un nuovo fonografo per la sua applicazione.

I vantaggi del nuovo articolo erano evidenti: oltre ad una fedeltà sensibilmente maggiore, esso consentiva di ascoltare l'intera nona sinfonia di Beethoven, per la quale sono in media necessari dieci dischi a 78 giri, incisa in un solo disco, di materiale infrangibile e resistente alle graffiature per giunta.

Naturalmente il successo fu immediato. Ma effimero: le ditte rivali infatti reagirono ben presto e rifiutata la proposta di cessione del brevetto avanzata dalla Columbia lanciarono poco dopo sul mercato un altro tipo di disco a 45 giri con relativo fonografo. La battaglia era scatenata e — per dirla in termini militari — con gravi perdite da ambo le parti: il pubblico, infatti — la grande potenza neutrale vanamente allettata in questi conflitti commerciali — si astenne saggiamente dagli acquisti in attesa che le acque si calmassero. Le vendite di dischi andarono sempre più contraendosi fino a scendere dai 350 milioni di unità del 1947 ai 200 milioni del 1949. Finalmente le ditte concorrenti compresero che un simile stato di cose non poteva continuare e si pervenne ad un accordo, in base al quale, fermo restando che ciascuna casa poteva continuare a fabbricare sia il tipo a 33 che quello a 45 giri, veniva lanciato sul mercato un nuovo tipo di grammofono a tre velocità a 78 giri, per i vecchi dischi, a 33 e 1/3 per quelli della Columbia e una terza a 45 per quelli delle altre ditte e con questo grammofono conciliativo il nodo gordiano della inconciliabilità tra disco e grammofono era tagliato drasticamente. Oggi il nuovo grammofono è entrato nell'uso comune e, sempre più perfezionato, è già posseduto da 16 milioni di americani: la crisi è quindi superata, e col maggior vantaggio dei consumatori, che possono ormai godersi la bellezza di 10 ore di musica consecutivamente senza mai toccare pick-up nè discoteca.

*

MARIONETTE PER TELEVISIONE

Le « Kuklapolitans » sono nove marionette che dal gennaio 1949 appaiono sugli schermi televisivi americani mandando in visibilio milioni di grandi e piccini e ricevendo un'infinità di lettere e addirittura di curiosi regali da ogni parte degli Stati Uniti. Come mai hanno acquistato tanta celebrità da riscuotere l'assenso e l'entusiasmo di un pubblico così vasto ed eterogeneo? E' una storia che vale la pena di raccontare. Le ha create Burr Tillstrom, un giovane di 31 anni, sottile occhi azzurri ed una selva di capelli castani, che abita in un modesto appartamento di Chicago. Dal suo aspetto traspare quella vivacità che caratterizza Kukla, la prima e la più importante tra le marionette, da cui tutta la compagnia prende il nome. A cinque anni Burr si ammalò di difterite e i lunghi giorni di degenza diedero ali alla sua

Quattro personaggi del teatro di marionette di Bull Tillstrom: in alto, a sinistra, il colonnello Crackie, sudamericano; a destra, Fletcher Rabbit, il coniglietto postino; in basso, a sinistra, la strega Beulah, a destra Madame Ooglepuss, l'ex stella del teatro lirico.

Kukla ed Ollie, le marionette che ricevono 3500 lettere alla settimana da entusiasti ammiratori.

fantasia: i giocattoli acquistarono vita ed umanità agli occhi del bimbo. Guarito, il gioco gli parve troppo divertente per finire così: radunava i suoi pupazzi sul davanzale e mentre si divertiva a dare a ciascuno di essi gesti, voci e caratteri differenti, i bambini che passavano davanti alla sua finestra si soffermavano e se la godevano un mondo. Furono il suo primo pubblico. Più tardi, mentre studiava alle scuole medie, creò alcune marionette azionate da fili e ricavò i suoi primi guadagni da rappresentazioni per circoli giovanili.

Si iscrisse nel 1935 all'università di Chicago, ma ormai il richiamo della scena era irrestistibile: interruppe gli studi per seguire un gruppo di marionettisti. A quell'epoca creò Kukla, la sua prima marionetta, il cui nome in greco significa bamboletta, e subito dopo Ollie, il drago, e le presentò al pubblico durante una rappresentazione di varietà per cui era stato scritturato come numero di canto e danza. A 21 anni mise su un teatrino di marionette a Chicago ed il successo lo persuase ad aumentare il numero dei personaggi. Quando nel 1939 Burr assistette da una trasmissione televisiva — la televisione in quegli anni era ancora agli albori — intuì che non avrebbe trovato mezzo migliore per affermare la propria arte: si aggregò al gruppo di pionieri e con essi compì una tournée negli Stati del Midwest. Ebbe tanto successo che nel 1940 potè effettuare trasmissioni televisive alla Fiera di New York, continuandole per sei mesi consecutivi. Durante la guerra diede numerosi spettacoli di beneficenza. Nel 1947, quando Burr iniziò una serie di trasmissioni regolari, una ragazza, Frances Allison, portò il contrasto e la novità dell'elemento umano recitando fra le marionette di Burr, ormai divenute una piccola troupe.

Burr Tillstrom ama profondamente le sue marionette e vi potrebbe rilevare ogni segreto della loro psiche, che, a quanto pare, non differisce affatto da quella degli esseri umani. Esse, secondo il loro autore, soffrono di malinconia, di complessi freudiani e di desideri irrealizzabili. Sono affezionate l'una all'altra e sentono il bisogno di essere unite per essere felici. Le loro teste, non più grandi di un'arancia, poggiano su corpi vuoti lunghi quanto un avambraccio, così da poter ricevere movimenti e gesti dalle mani che vi si infilano.

A prima vista possono sembrare lente ma questa, di non affrettarsi mai troppo, è la loro filosofia ed uno dei segreti del loro successo assieme alla loro capacità irresistibile di divertire il pubblico con il sottile « humour » che riveste l'espressione dei loro sentimenti ed idiosincrasie. *

EFFETTI FISIOLOGICI DELLE GRANDI INTENSITÀ SONORE

CAPITA sovente di essere assordati dal rumore di una macchina o di un altoparlante molto potente, ma la potenza delle onde che colpiscono in tal caso i nostri timpani, è relativamente piccola e precisamente dell'ordine di qualche milliwatt (caso di un altoparlante di 10 W).

Che cosa avverrebbe invece se si trattasse di un altoparlante di 10 kW?

L'esperimento è stato recentemente tentato negli Stati Uniti con i seguenti risultati: dopo aver constatato che sotto l'azione di una grande intensità sonora, un cavallo si è rizzato in piedi ed ha perduto immediatamente la memoria e il controllo muscolare, si è pensato di sottoporre uno schizofrenico a questo nuovo genere di « choc », denominato « acustico-ultrasonoro ».

I risultati ottenuti sono stati soddisfacenti, tanto da indurre i medici a proseguire i loro esperimenti.

Per questa nuova applicazione terapeutica viene impiegato un turbo generatore, di cui la gamma di frequenza va dai 500 ai 2500 cicli al secondo. *

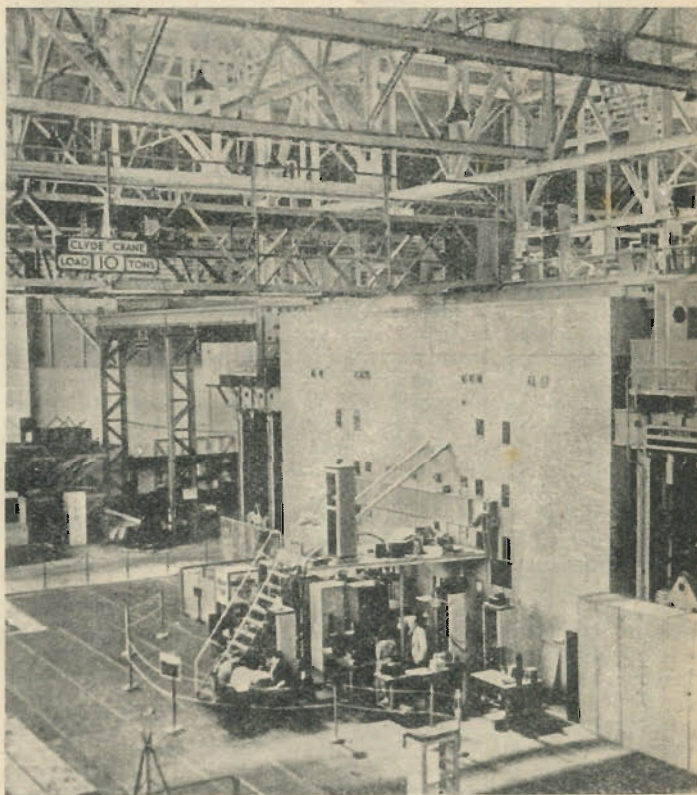
CONTRIBUTO BRITANNICO AI PROGRESSI DELLA SCIENZA ATOMICA

di NORMAN FEATHER

Ammettiamo pure che uno scienziato, come individuo, sia internazionale; la storia può tuttavia un giorno affermare che la sua scienza sia, sotto certi riguardi, il prodotto d'un nazionalismo, o per lo meno che il genio scientifico d'un popolo possa sfociare in direzioni particolari, mentre in altre sia quasi inefficace. Se si considerano gli ultimi centocinquant'anni il genio scientifico del popolo britannico, ha guidato, come tutti riconoscono, il mondo nel campo della fisica atomica, nell'esperimento e nello sviluppo della teoria, e se questa fase sta ora per esser superata, essa si è protratta abbastanza per farsi notare e per aver dato un contributo fondamentale alle idee intellettuali del nostro tempo.

L'idea di atomo è vecchia come la civilizzazione dell'antica Grecia. Però, solamente all'inizio del secolo XIX John Dalton le diede forma ed intedimenti nuovi. Con esperimenti semplici egli aveva acquistato conoscenza delle proprietà dei gas, e in seguito a considerazioni sulle leggi delle combinazioni chimiche, ch'erano state scoperte da poco, egli comprese che la materia doveva essere considerata come formata da particelle inscindibili (atomi) e che vi potevano essere vari tipi di particelle, e non più di quanti erano gli elementi riconosciuti come tali dai chimici. Questa ipotesi condusse immediatamente ad assegnare delle masse (o dei pesi) agli atomi dei vari elementi. Le masse di Dalton erano però soltanto delle masse relative, non assolute.

Per conoscere la massa di un atomo, bisogna conoscerne la dimensione, o viciversa, e per una strana coincidenza della storia, nel 1805, proprio quando Dalton stava dando una nuova definizione alle vecchie e vaghe idee di atomicità, Thomas Young usò per il primo queste idee per giungere a valutare le dimensioni degli atomi.

Le idee di Dalton furono subito prese come base della chimica moderna, mentre i calcoli di Young per le dimensioni atomiche andarono dimenticati, per venir poi scoperti di nuovo da William Thomas (Lord Kelvin). Le teorie sugli effetti elettrici e gravitazionali, a dire il vero, distrassero i fisici dalle ipotesi atomiche di Dalton e dai calcoli di Young, e fecero passare sotto silenzio certe osservazioni d'un botanico

Il 17 luglio 1948 venne alzata la cortina del segreto dell'impianto inglese per ricerche nel campo della energia atomica in Harwell, contea di Berkshire. L'Inghilterra dispone di due pile atomiche che daranno sufficienti quantità di radio-isotopi per le necessità mediche del paese e renderanno possibile di estenderne il rifornimento ad altri paesi. Esse servono pure come base sperimentale per applicazioni industriali. Direttore dello stabilimento per ricerche atomiche di Harwell, è il Prof. John Cockcroft.

inglese, Robert Brown che, osservando i movimenti del polline sospeso nell'acqua, venne indotto a considerazioni sul moto assai irregolare dei composti inorganici.

L'uso delle ipotesi atomiche trovò pertanto la prima applicazione in relazione alle proprietà dei gas. Si devono a James Clerk Maxwell, nato in Edinburgo nel 1831, i primi progressi in questo senso. Egli diede infatti un contributo fondamentale alla teoria cinetica dei gas, quella teoria che tenta di spiegare le proprietà dei gas, ammettendo che essi siano costituiti di atomi o di molecole in rapido movimento. Alla fine del secolo, grazie a dettagliati esprimenti sui gas, fu possibile calcolare le dimensioni di tutte le molecole che si potevano studiare allo stato libero, ossia allo stato gassoso di aggregazione John William Strutt (Lord Rayleigh) mostrò la possibilità di attingere dati anche sulle forme delle molecole, studiando intimamente le proprietà ottiche dei gas.

Il contributo inglese a questi studi ebbe il suo coronamento ad opera di Joseph John Thomson (1884-1919) e di Ernest Rutherford (1919-1947).

Il secolo XX

Si deve a Thomson la scoperta che piccolissime particelle elettrizzate — gli elettroni — possono scindersi in determinate circostanze, dagli atomi di tutti gli elementi. All'incirca nel medesimo tempo vennero scoperti i raggi X e le proprietà radioattive dell'uranio, da parte di scienziati del continente europeo, ed il lavoro di Rutherford e collaboratori trasse, dallo studio di questo fenomeno, ricca messe di notizie. Nel 1911 Rutheford riuscì a dare un quadro convincente della disposizione della carica postiva nell'atomo (gli elettroni sono i costituenti negativi) — la carica postiva in ogni atomo è concentrata in un unico nucleo « massiccio » al suo centro — e H.G.H. Moseley (1914), estendendo il lavoro precedente di Barlay sui raggi X (1906) contò effettivamente gli elettroni che in ogni caso entrano a costituire il sistema completo.

Tuttavia le cose non potevano rimanere a questo punto: un nucleo senza caratteristiche, con elettroni che lo circondano, non è più soddisfacente di un atomo senza caratteristiche, qualora i fenomeni della radioattività debbano venir descritti nel giusto senso. Occorre dare una struttura al nucleo stesso. Seguendo direttamente le ricerche precedenti di Thomson, F. W. Aston, nel decennio 1919-1929 studiò l'intera serie degli elementi chimici e catalogò le varie specie di nuclei atomici che si trovano sulla terra. I suoi isotopi rappresentano le diverse forme in cui può esistere un nucleo dotato di una determinata carica positiva. Così, ad esempio il nucleo dell'atomo di cloro, che ha 17 unità di carica, possiede una struttura stabile se ha 35 o 37 unità di massa. J. Chadwick (1932) identificò l'unità costruttiva del nucleo il neutrone, alla quale si deve l'aggiunta di massa senza carica ad un sistema nucleare, trasformando in tal modo un isotopo in un altro.

L'aver citato i neutroni ci porta alla fissione dell'uranio e alla liberazione di energia atomica in grande scala. La storia di questo sviluppo costituisce piuttosto una menzione delle conquiste nella scienza applicata e nell'ingegneria, che una ricerca più profonda nei fondamenti della fisica nucleare. Questi progressi scaturiscono da scoperte fondamentali, è vero, e non sono dovuti al contributo, dal puro lato scientifico, di due o tre generazioni soltanto. Occorre qui fare il nome di O. R. Frische, che fece dell'Inghilterra la sua patria adottiva, la scoperta originale della fissione venne però fatta a Berlino ed a Copenaghen, nelle prime settimane del 1939, e suscitò un tale interesse in tutto il mondo che in capo a pochi giorni si ebbero conferme in una mezza dozzina di altri laboratori, ed in capo a pochi mesi erano state fissate le basi del fenomeno attraverso gli sforzi associati di centinaia di ricercatori di parecchie nazionalità.

La cortina segreta

E' ovvio che in tali condizioni ben poco si può attribuire al genio nazionale. Per il mondo esterno, la seconda guerra mondiale tirò una cortina di segreto sulle conquiste dell'ingegneria e sulle ulteriori ricerche fisiche che, fra il 1939 e il 1945, condussero alle bombe di uranio e di plutonio; però, se si può affermare che vi fu qui la collaborazione inglese e l'iniziativa inglese, bisogna dire che furono gl'ingegneri statunitensi quelli che costruirono gl'impianti, rendendo possibile la realizzazione delle previsioni degli scienziati. La prima realizzazione di una reazione a catena con uranio fu, come prototipo, la « pila » costruita da E. Fermi e collaboratori nella Università di Chicago.

Sono passati ormai oltre cinque anni dalla fine della guerra, ed il segreto impedisce sempre di sapere una gran parte di quel che s'è fatto. In Inghilterra esso cela manifestamente i dettagli di molto lavoro d'ingegneria e di varie ricerche fondamentali. Noi sappiamo però di possedere in Harwell un impianto sperimentale sotto la direzione di J. D. Cockeroft, fornito di due pile sperimentali e di un grande ciclotrone costruito in Inghilterra; a Chalk River, Ontario, il Consiglio Nazionale delle Ricerche canadese tiene un altro stabilimento, creato in seguito a collaborazione anglo-canadese, ed il cui attuale direttore delle ricerche, W. B. Lewis, è un fisico inglese. A Chalk River sono state costruite due pile per reazioni a catena, che impiegano come rallentatore acqua pesante anzichè grafite, e si può essere orgogliosi che la più grande di queste dia la fonte di neutroni più intensa di cui oggi si disponga in tutto il mondo per scopi sperimentali.

Probabilmente la via per ottenere energia nucleare economica per scopi industriali è ancora lunga, sia in Inghilterra che negli altri paesi del Commonwealth, ma ad Harwell e a Chalk River i tecnici nucleari del futuro lavorano duramente nelle loro mansioni usuali e nei reparti fisici delle università i loro giovani colleghi si stanno istruendo in misura tre volte maggiore che avanti la seconda guerra mondiale.

In alcuni di questi reparti universitari si sta spendendo parecchio denaro in apparecchiature che permettano di affrontare energicamente i problemi ancora insoluti della fisica fondamentale. Occorrerà un anno o due per ottenere pieni frutti da questi lavori, ma intanto si può registrare un trionfo peculiare inglese. C. F. Powell, di Bristol, usando quasi esclusivamente lastre fotografiche speciali e microscopi, ha ottenuto, studiando le radiazioni cosmiche ovunque presenti, (specialmente quelle che si trovano a grandi altezze), i primi, nuovi risultati nel campo generale il cui lavoro, quando si disporrà di grandi macchine, è destinato ad aprire il campo a ricerche più esaurienti. *

UN BEL DÌ VEDREMO... LA TELEVISIONE

ANCHE IN QUESTO CAMPO SIAMO PARTITI COME SEMPRE CON IL CAVALLO DI ORLANDO E ARRIVEREMO CON IL RONZINO DI DON CHISCIOTTE. *(Universal Press)*

QUALCHE giorno fa, nell'Aula Magna della Camera di Commercio di Roma, ha avuto luogo l'inaugurazione dell'Anno Accademico dell'Istituto Italiano di Pubblicismo.

Per l'occasione, l'on. Giuseppe Spataro, ministro delle Poste e delle Telecomunicazioni, che avrebbe dovuto parlare sul tema: « Il prossimo avvenire della televisione in Italia », ci ha parlato di tutto, eccetto che della televisione, o per lo meno, della sua « prossima e pratica applicazione » nel nostro Paese.

In ben quarantacinque minuti e leggendo anche troppo rapidamente alcune decine di cartelle, l'illustre Ministro, ha passato in rivista le possibilità presenti e future della telegrafia, della telefonia, dei ponti radio, dei cavi coassiali e del servizio postale non dimenticando, naturalmente, di far comprendere all'uditorio tutta l'importanza della pubblicità radiofonica della R.A.I., secondo lui bene accetta a tutti gli abbonati e particolarmente ai farmacisti che, per merito suo, farebbero ottimi affari!!

A questo punto, qualcuno ha sorriso ma il Ministro ha continuato imperterrito e, a un certo momento, è rientrato nel tema parlandoci cioè, troppo brevemente, della televisione.

Televisione che non è naturalmente prossima... ma futura!

Dunque, secondo l'on. Spataro, l'Italia ha tempo di riflettere e quando tutti gli altri paesi avranno perfezionato la televisione in bianco e nero e a colori ed una apposita Commissione Internazionale si deciderà finalmente ad unificare i vari sistemi di trasmissione, solo allora, noi potremo incominciare a prendere in seria considerazione il problema...

Ciò avverrà naturalmente fra un anno, due, tre, quattro e....chi lo sà? Intanto noi costruiremo delle reti di cavi coassiali perfettamente adatte per la trasmissione televisiva su due canali, studieremo i migliori tipi di mobile per ricevitori ed avremo pure il tempo per lasciar stagionare il legno, progetteremo degli artistici bottoni di comando (di gusto e stile prettamente italiano) e discuteremo: discuteremo a lungo sui progressi raggiunti nei vari Paesi e, finalmente, un bel dì vedremo anche noi la televisione.

Chi va piano, va sano e va lontano, dice un vecchio « adagio ».

Siamo perfettamente d'accordo con un collega del « Momento-Sera » il quale scrisse recentemente sotto il titolo « Televisione in cantina »: « ... ma che direbbe Marconi di questa nazionale « class de asen », bisogna riconoscere che anche in questo campo siamo partiti come sempre con il cavallo di Orlando ed arriveremo con il ronzino di Don Chisciotte... ». *

CORSO TEORICO-PRATICO DI RADIOTECNICA

a cura di GERARDO GERARDI

PREMESSA

Il Corso comprenderà delle nozioni di Radiotecnica teorico-pratica sufficienti per poter montare e riparare un moderno radioricevitore.

Seguendo il Corso e munendosi dei materiali che verranno indicati in calce alle lezioni, i Lettori principianti potranno avere la soddisfazione di autocostrurisi un moderno radioricevitore a 5 tubi per 4 onde che verrà minuziosamente descritto durante le lezioni.

LEZIONE PRIMA

ORIGINI DELLA ELETTRICITÀ

CIRCA duemila e cinquecento anni fa, Talete di Mileto, uno dei sette savi della Grecia vissuto tra il 624 e il 545 a. C., scopriva che strofinando un pezzo di ambra contro la pelliccia di un gatto, quella acquistava la proprietà di attirare a se dei corpi leggeri; era la prima conoscenza che l'uomo faceva con l'elettricità il cui nome deriva appunto da « Elektron » nome greco dell'ambra.

La proprietà dell'ambra fu in seguito trovata in altri corpi come: vetro, ebanite, ceralacca etc. Questi corpi vennero chiamati « elettrizzati » o « carichi di elettricità ».

Il fenomeno restava inspiegabile fino a quando il fisico irlandese Giorgio Stoney (1826-1911) non apriva la via alla concezione dell'atomo; infatti: le cariche elettriche che si formano per strofinio sono dovute alla perdita di elettroni da parte di un corpo a favore dell'altro; il primo diventa positivo ed il secondo negativo.

L'ATOMO

Tutto ciò che nell'Universo intero esiste, sia allo stato solido, liquido o gassoso, visibile o invisibile, risulta costituito da atomi. Gli atomi formano le molecole e queste la materia.

L'atomo è a sua volta composto da particelle fondamentali cariche di elettricità, che sono: *Protoni* (Positivi) (1) ed *Elettroni* (Negativi).

L'atomo può essere paragonato nel suo piccolo, invisibile anche al più potente microscopio, all'Universo, ove: il Sole è rappresentato dai protoni, e i pianeti, che gli ruotano attorno, dagli elettroni.

La diversità di numero di queste cariche elettriche elementari e la loro disposizione crea i diversi atomi degli elementi, oggi noti 92, e passiamo così dall'atomo di idrogeno composto da un solo protone ed un elettrone a quello dell'uranio composto da 240 protoni ed altrettanti elettroni.

Un atomo, in particolari condizioni, può perdere o acquistare degli elettroni mai dei protoni (tranne gli elementi radioattivi) e lo si dirà « jone positivo » o « anione » nel primo caso e « jone negativo » o « catione » nel secondo.

Nel nostro studio parleremo soltanto di elettroni in quanto sono quelli a produrre i fenomeni che interessano il nostro studio.

ELETTROSTATICA

Buoni o cattivi conduttori: abbiamo detto che strofinando alcuni corpi contro una pelliccia di gatto, seta, lana etc. si formano delle cariche elettriche sulla parte assoggettata all'azione. Ripetendo ora l'esperimento con un metallo il fenomeno non si verifica, a meno che non si isolasse questo dalla nostra mano essendo proprio attraverso il nostro corpo che le cariche elettriche si scaricano a terra, provando anche che la carica si è propagata per tutto il corpo metallico.

Esistono dunque dei corpi che consentono il passaggio della corrente elettrica ed altri no? Sì.

Infatti, i primi sono tutti metalli e vengono detti « buoni conduttori » ed i secondi tutti gli altri corpi e si dicono « cattivi conduttori » o « coibenti » o « dielettrici »; in entrambi le categorie ve ne sono degli ottimi, medi e pessimi. Attraverso il nostro studio avremo occasione di interessarcene più estesemente.

Polarità: può essere constatato come un corpo che fosse stato attratto dal vetro elettrizzato venga respinto dall'ebanite o dalla ceralacca, o viceversa, venga respinto da vetro se fosse stato prima attratto dall'ebanite o ceralacca. Ciò è dovuto al fatto che abbiamo due diverse specie di cariche elettriche: una « positiva » (indicata con il segno +) ed una « negativa » (indicata con il segno —) e precisamente la prima si forma nel vetro e la seconda nell'ebanite. Il fenomeno ha la seguente spiegazione.

Sotto l'azione dello strofinio il vetro perde elettroni e si ha una prevalenza di protoni e pertanto prevalgono le cariche positive dei protoni, mentre l'ebanite sotto l'azione dello strofinio acquista elettroni e di conseguenza la loro prevalenza dà una carica negativa.

Come vediamo, fin dai primi elementi, la conoscenza della struttura dell'atomo ci ha reso possibile la spiegazione di un fenomeno che era rimasto inspiegato per millenni.

A questo punto e con le leggi della fisica che seguono siamo in grado di capire il perchè un corpo attratto da una carica positiva viene respinto da una carica negativa o viceversa:

1) Induzione elettrostatica. Un corpo carico di elettricità ne può caricare un altro se posto nelle sue vicinanze senza toccarlo; il primo si dice « induttore » ed il secondo « indotto ».

2) La carica assunta dal corpo indotto è di segno opposto a quella posseduta dal corpo induttore. Il fenomeno ha luogo per il seguente motivo:

3) Attorno ad un corpo carico di elettricità si proiettano delle « linee di forza elettrostatica » che l'avvolgono come in una nube invisibile, l'insieme di queste linee di forza forma il « campo elettrostatico ».

4) Due corpi carichi di elettricità dello stesso segno si respingono mentre se di segno opposto si attraggono; questo fenomeno è direttamente proporzionale alla carica elettrica ed inversamente proporzionale al quadrato della distanza.

Una carica elettrica si manifesta soltanto alla superficie dei corpi e pertanto maggiore è questa, maggoire è la possibilità di carica.

In un corpo terminante a punta l'elettricità tende a fuggire da questa, questo fenomeno è detto: proprietà delle punte.

Schermo elettrostatico. Faraday, fisico inglese, notò che interponendo una lastra o una gabbia metallica tra il corpo carico e quello da caricare l'induzione non avveniva in quanto il campo elettrico viene arrestato dallo schermo metallico.

APPLICAZIONI PRATICHE

Per questo principio di Faraday notiamo come negli apparecchi radio, vengano schermati tra di loro diversi organi: tubi (valvole), bobine, trasformatori ecc., ciò appunto per evitare induzioni tra di loro, o, come più comunemente detto in questo caso, accoppiamenti.

Gli accoppiamenti sono nocivi al buon funzionamento di un apparecchio e talvolta possono anche paralizzarne il funzionamento: essi producono fischi e ronzii continui o sotto forma di scoppiettii con ritmo più o meno veloce. Per tanto lo schermaggio di un apparecchio radio è cosa importante e deve essere eseguito con la massima cura. Vedremo in seguito quali sono gli organi di circuiti che vanno schermati e quali precauzioni prendere onde evitare accoppiamenti nocivi, lo schermaggio inoltre sottrae l'apparecchio dalle eventuali influenze esterne.

Tema N. 1:

— *Perchè un pezzettino di carta che è stato attratto da un bastoncino di vetro elettrizzato per strofinio viene respinto da una barretta di ceralacca anch'essa elettrizzata?*

I lettori che volessero inviarci la soluzione dei temi per la correzione sono pregati di accludere busta con indirizzo compilato e affrancata, indirizzando a: «L'Antenna» (Corso Radiotecnica), via Senato, n. 24, Milano.

(1) Il Protone non sarebbe una carica elementare semplice ma composta da un protone ed un « neutrone » (neutro).

Cristalli piezoelettrici ADP e KDP

di MARINO DELLA ROCCA — Direttore del Laboratorio piezoelettrico Piezet (Barcellona-Spagna)

(PARTE PRIMA)

Si illustrano le caratteristiche principali di cristalli piezo-elettrici di fosfato di ammonio e di potassio. Si rendono note le esperienze realizzate con elementi bimorfi ricavati da tali cristalli nel campo della elettroacustica, come trasduttori fonografici e microfonici utilizzando l'effetto primario e nell'effetto inverso come auricolari di cuffie.

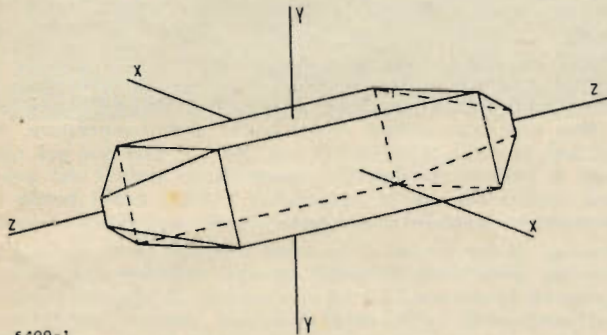



Fig. 1. - *I cristalli ADP e KDP cristallizzano nel sistema tetragonale con oloedria perfetta.*

La recente passata guerra con l'enorme impiego della radio e di tutte le applicazioni a frequenze elevate ha posto in primissimo piano un problema che sembrava quasi insuperabile: quello dei controlli di frequenza piezo-elettrici.

Erano e sono conosciuti nel mondo oltre cento cristalli aventi proprietà piezo-elettriche, ma, fra tutti, i soli che avevano trovata larga applicazione in tutti i campi erano il quarzo ed il Rochelle.

Al fabbisogno eccezionale di questo periodo di super consumo non poteva far fronte il quantitativo di quarzo reperibile nel mondo e localizzato spesso in modo da richiedere trasporti non facili, nè si poteva ricorrere al Rochelle, che per l'uso specifico ha dimostrato non avere sufficiente stabilità sia pure con le cristallizzazioni combinate col fosfato di rubidio (RbH_2PO_4) o col fosfato monopotassico (KH_2PO_4).

Il bisogno ha stimolato gli studi ed in pieno periodo di guerra i Bell Laboratories hanno ritrovato e messo in uso cristalli del tipo ADP (abbreviazione di Ammonium Dihydrogen Phosphate) e del tipo KDP (Potassium Dihidrogen Phospate).

Quando si applica una tensione costante ad un cristallo piezoelettrico, questo si deforma meccanicamente e si carica elettricamente. L'energia che si immagazzina nel cristallo in forma meccanica ed elettrica ed il rapporto fra l'energia meccanica immagazzinata ed il totale della energia elettrica applicata misurata in rapporto alle caratteristiche del materiale viene definita *coppia elettromeccanica* e rappresenta la più diretta misura della efficienza del cristallo nel convertire le energie elettriche in meccaniche o viceversa, partendo da condizioni statiche.

Utilizzando un potenziale alternato tutte le energie elettriche si trasformeranno in energie meccaniche alla frequenza di risonanza del cristallo.

L'energia elettrica si converte in energia elettro-cinetica ed eventualmente in energia meccanica se il carico meccanico rappresenta la sola forma di dissipazione. Il campo di frequenze nel quale avviene la trasformazione, viene controllato dalla coppia elettromeccanica del cristallo; ed allorchè si desidera trasformare energia elettrica in meccanica o viceversa entro un largo limite di frequenze è chiaro che nella coppia elettromeccanica risiede il fattore più importante.

I cristalli ADP e KDP forniscono una coppia elettromeccanica elevatissima, sono esenti da fenomeni di isteresi, hanno risposta lineare e sono molto stabili. Non contengono acqua di cristallizzazione, quindi la loro stabilità è valida anche per temperature superiori ai 100 °C ciò in contrasto con il Rochelle i cui sali si deidrano a 35 °C circa e si decompongono a 55 °C in forma irrimediabile.

Questi cristalli non sono una novità per il fisico. Benchè le cristallizzazioni industriali e gli studii sulle loro interessanti caratteristiche datino solo dal 1938, essi erano già noti fin dalla seconda metà del secolo scorso. Cristallizzano nel sistema tetragonale con oloedria perfetta e possono ottenersi in dimensioni apprezzabili che raggiungono i 60 ed anche 70 cm. In generale la cristallizzazione è rapida, ma richiede molta cura. Il taglio di maggior rendimento è del tipo Z a 45°, nel quale la superficie maggiore è normale all'asse Z del cristallo e le altre dimensioni a 45° dagli assi X ed Y (fig. 1).

In fig. 2 sono illustrate le coppie elettromeccaniche di questi cristalli alle diverse temperature di lavoro; il coefficiente K indica la efficienza di conversione in elettricità dello sforzo di sollecitazione meccanica. Nella fig. 3 è indicata la costante di frequenza in funzione delle variazioni di temperatura.

* * *

Le deficienze note del Rochelle, per quanto suffragate dalle qualità veramente eccezionali di questo cristallo, han posto i ricer-

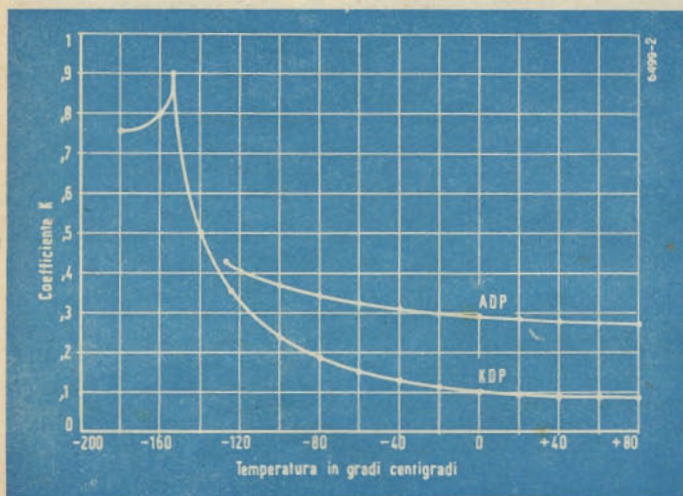



Fig. 2. - *Coefficiente di coppia piezoelettrica dei cristalli ADP e KDP in funzione della temperatura.*

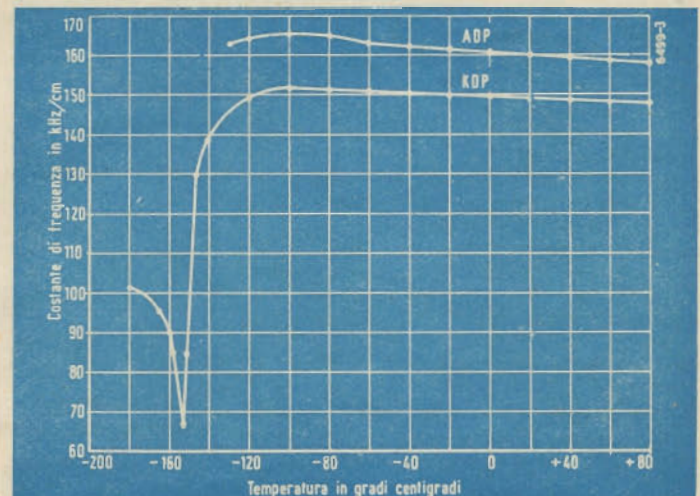



Fig. 3. - *Costante di frequenza dei cristalli ADP e KDP in funzione di temperatura.*

catori di fronte al problema di trovare altro che pur mantenendo le caratteristiche di resa quantitativa e qualitativa del Rochelle, ovviasse agli inconvenienti della fragilità e delle variazioni fino a decomposizione con la temperatura.

In un primo momento la industria statunitense sembrava avesse trovato il sostituto con l'impiego di elementi di titanato di bario, nei quali il punto di Curie, corrispondente al punto massimo della proprietà dielettrica e piezo-elettrica del materiale, è all'incirca sui 120 °C. La sensibilità di questo materiale è praticamente uguale senza variazioni apprezzabili fra i — 70 ed i + 70 °C ed è assolutamente insensibile alla umidità.

Questi tipi però hanno avuto breve vita per molteplici ragioni. Prima, l'eccessivo basso rendimento, inferiore alla metà della resa di un Rochelle; secondo, la necessità di montaggi complicati con materiali speciali, la cui sostituzione contribuisce a diminuire il rendimento e favorisce la comparsa di elevati rumori di fondo; terzo, il costo abbastanza elevato di produzione. Inoltre — e ciò è il fattore più grave — gli elementi debbono subire una polarizzazione iniziale, con l'applicazione di un potenziale in c.c. compreso entro 100 e 200 V perchè l'effetto piezo-elettrico appaia. Questa polarizzazione modifica la orientazione dei singoli elementi cubici del cristallo fino al punto che il dominio dei singoli a spese l'uno dell'altro si approssimi alla uniformità. Tale modificazione di carattere costrittivo, però non risulta permanente ed a capo di un periodo più o meno lungo di tempo, ed a seconda dei campi elettrostatici entro i quali gli elementi sono impiegati, l'effetto polarizzante diminuisce e con esso il modulo di piezoelettricità e la coppia elettromeccanica relativa.

Nel nostro laboratorio elementi impiegati molto vicini al campo di eccitazione di un altoparlante da 8″ hanno perduto la loro polarizzazione in un periodo di circa 8 mesi. La diminuzione della resa è stata progressiva fino all'annullamento completo. Una nuova polarizzazione ha ridato efficienza al cristallo, però non nella misura primitiva.

* * *

Queste ragioni hanno spinto alla ricerca di altro più efficiente. Già da tempo i tecnici avevano rivolto lo sguardo alle caratteristiche più che ottime dei cristalli ADP e KDP, il cui primo impiego per il controllo e stabilizzazione delle frequenze aveva dato buoni risultati.

La Brusch Dpt. Co. U.S.A. ha studiato ed introdotto per prima un elemento il cui rendimento è nettamente superiore al ceramico, inferiore al Rochelle, ma assolutamente insensibile alle variazioni di temperatura in un compo compreso fra i — 160 ed +120 °C e col 98% di umidità relativa.

Convinti delle qualità più che notevoli di questo cristallo abbiamo voluto personalmente sperimentarlo nelle applicazioni elettroacustiche, sia come riproduttore fonografico e trasduttore microfonico, che come riproduttore con piccoli elementi da cuffia. I dati di queste nostre esperienze consacriamo in queste note.

Sorvoleremo la parte cristallizzazione, sulla quale è possibile che ritorneremo. Il taglio si esegue coi mezzi abituali con abrasivi e normale al piano dell'asse Z a 45° dagli altri due assi. Nelle lastre così tagliate si ricavano elementi le cui forme e dimensioni sono sensibilmente simili a quelli di Rochelle, così come l'accoppiamento in bilame o bimorfo secondo gli assi di simmetria (vedi: Della Rocca, *La piezo elettricità* - Editrice Il Rostro, Milano, capitolo IX).

Il rivestimento degli elementi con elettrodi può essere fatto sia con la applicazione di lamine di stagnola, riducendo al minimo lo spessore del materiale adesivo, sia con argentatura o grafitatura diretta delle singole lamine. Quest'ultimo sistema si è rivelato essere il migliore giacchè non modifica le ottime caratteristiche dielettriche del cristallo, dato che non si interpongono materiali a più basso coefficiente dielettrico.

Gli elementi in esame sono stati realizzati sia con accoppiamenti bilame di cristalli di una sola specie, sia con cristalli delle due specie, cioè una lamina di ADP ed una di KDP, ed è questa realizzazione che ha dato i migliori risultati e la maggiore efficienza.

In questo accoppiamento è da tener presente che i due cristalli non hanno l'istesso modulo di elasticità e quindi l'accoppiamento di due lamine di spessore uguale è fonte di distorsioni e di riduzione del rendimento, nel mentre con un giusto adattamento degli spessori si giunge a risultati pratici identici o quasi a quelli del Rochelle.

Il punto di Curie nei due cristalli è praticamente uguale, essendo trascurabile la differenza. Come si vede dalla curva di fig. 4 l'effetto piezo-elettrico maggiore si incontra sui 55 ° C ma è elevato entro una vasta gamma di variazione della temperatura, nel mentre nel Rochelle è all'incirca sui 24 °C e decresce poi rapidamente a temperature inferiori o superiori. Quindi dal punto di vista rendimento con la temperatura i due cristalli hanno un comportamento sensibilmente uguale.

L'impiego di due lamine di spessore disuguale porta con sè l'inconveniente della criticità della capacità dell'elemento, e dato che esiste un limite massimo ed uno minimo di capacità per ottenere il rendimento optimum è giocoforza giungere ad un compromesso entro le due lamine per sfruttare i due moduli di elasticità al loro punto di incontro giusto e nel medesimo tempo mantenere la capacità dell'elemento entro i limiti compresi fra i 900 ed i 1200 pF, gamma entro la quale si ottengono i migliori risultati. A tanto non si giunge agevolmente, ma solo passando per una lunga serie di esperimenti e con speciali accorgimenti di realizzazione. Il miglior sistema per raggiungere il risultato voluto è quello di studiare e realizzare le singole lamine separatamente ottenendo dallo spessore maggiore la capacità minore e dal minore la maggiore riunendo poi i due elementi in parallelo capacitivamente ed in serie per la sollecitazione meccanica e corrispondente effetto piezo-elettrico. Nel lavoro sperimentale l'impiego di lastrine separate e non di elementi bimorfi è di particolare importanza dato che in quest'ultimi le anomalie dielettriche, i fenomeni di isteresi e di indebolimento non sono rilevabili e le misure variano in maniera sostanziale. Alla luce della esperienza i due elementi capacitivi hanno un rapporto 1/2,3 qualunque siano le dimensioni delle lamine impiegate.

Applicando le sollecitazioni di torsione lungo l'asse principale, la resa dell'elemento misto ADP-KDP è indicata nel grafico di fig. 5 *a*) nel mentre in fig. 5 *b*) e 5 *c*) sono rispettivamente indicate le rese degli elementi separati bilame di ADP e di KDP, in

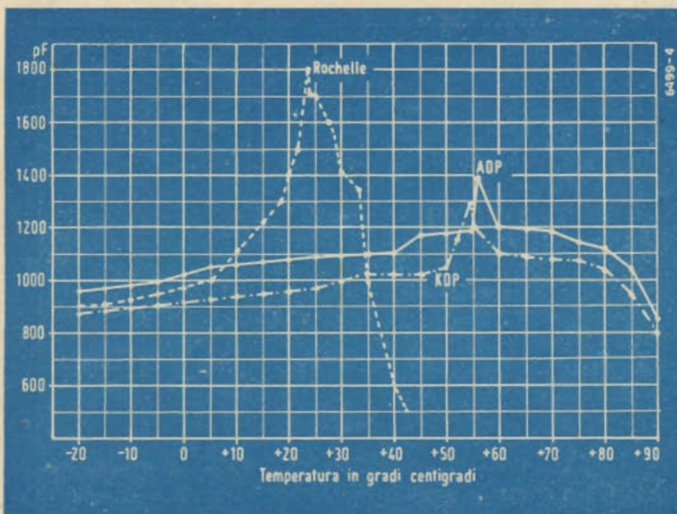



Fig. 4. - *Capacità dell'elemento in funzione della temperatura. Sono confrontati il Rochelle, lo ADP e il KDP.*

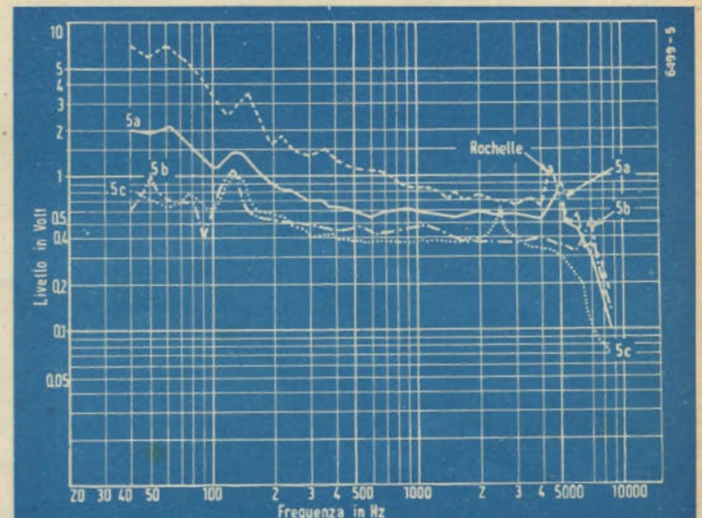



Fig. 5. - *Resa dell'elemento in funzione della frequenza. Sono confrontati il Rochelle, lo ADP, il KDP e un elemento misto.*

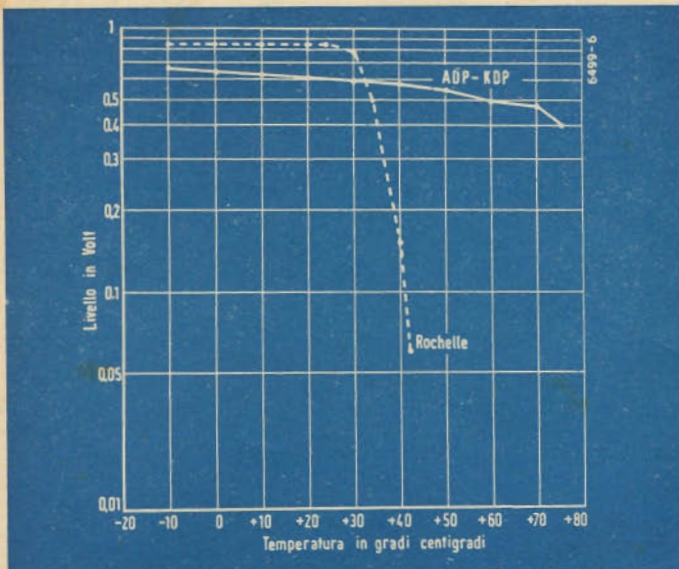



Fig. 6. - *Resa dell'elemento misto in funzione della temperatura, confrontata col Rochelle (frequenza 900 Hz).*

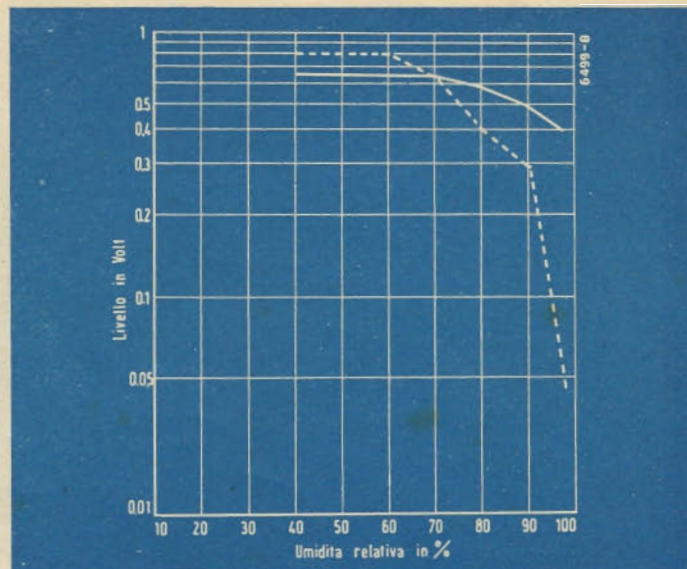



Fig. 8. - *Resa dell'elemento misto in funzione dell'umidità relativa, confrontata col Rochelle (frequenza 900 Hz, temperatura 26°C).*

tratteggio il rendimento di un elemento di Rochelle (Brusch) per fonorivelatore di dimensioni: 11×19×1,5 mm (dischi di prova « His Master Voice » Serie DB 4034 - 4035 - 4036; punte Columbia; giri 78 per minuto, controllati stroboscopicamente; *R* di adattamento 0,5 Mohm; Voltmetro elettronico General Radio 1800A; peso del pick-up sul disco 30 gr circa; temperatura ambiente 24÷26 °C).

Il rendimento dell'elemento misto ADP-KDP per variazioni di temperatura comprese entro — 15 e + 70 °C sono indicate nel grafico di fig. 6 ove in tratteggio sono indicate le variazioni dell'elemento Brusch di Rochelle, le cui prove si sono interrotte a 42 °C per non rovinarlo definitivamente. Le prove sono state eseguite con l'istesso materiale indicato per la resa, alla frequenza di 900 Hz, in cassa termostatica controllando le singole temperature di prova per un periodo minimo di 15' prima di effettuare la lettura.

Nella fig. 7 sono illustrate le variazioni di impedenza con la frequenza degli elementi misti ADP-KDP paragonati in tratteggio con le variazioni dell'elemento di Rochelle e nel grafico di fig. 8 il comportamento degli stessi elementi per variazioni della umidità relativa fra 50 e 98%. (Identici elementi di prova precedenti più igrometro a capello).

Tutte le prove relative al fonorivelatore sono state eseguite sempre con due elementi uguali montati a mensola entro sopporti di gomma para dello spessore di 2 mm, compressione 4/10, elemento vibrante in duralluminio serrato sul cristallo con interposta gomma para di spessore 3/10 di mm; dimensione dell'elemento 10×16×1 mm; spessore delle lamine formanti il bimorfo calibrate separatamente prima dell'accoppiamento ADP 30/100, KDP 69/100; elemento nudo senza protezione esteriore, montato entro involucro di alluminio dello spessore di 1 mm posto a massa.

L'ing. Marino della Rocca, si riserva di trattare prossimamente l'argomento relativo alle applicazioni dei cristalli ADP e KDP ai microfoni e agli auricolari per cuffie. Ma, non essendo giunto a tutt'oggi il manoscritto, la Redazione non è sicura di poter includere il seguito nel prossimo fascicolo della Rivista.

Fig. 7. - *Variazioni d'impedenza dell'elemento misto in funzione della frequenza, confrontate col Rochelle.*

MACCHINE CINEMATOGRAFICHE PER PRESE SOTTOMARINE

La marina americana ha costruito una speciale macchina cinematografica, a tenuta ermetica e con pressione interna variabile automaticamente secondo la profondità cui è immersa, che rende possibile la comoda ripresa di oggetti e scene sott'acqua anche a notevoli profondità da parte sommozzatori dotati di autorespiratori. La macchina, che pesa circa 48 chili, è fornita di timoni di profondità e di direzione smontabili e diviene praticamente priva di peso quando è immersa nell'acqua. La regolazione dell'obiettivo e la manovra del motore sono comandate da apposite leve situate all'esterno. ✱

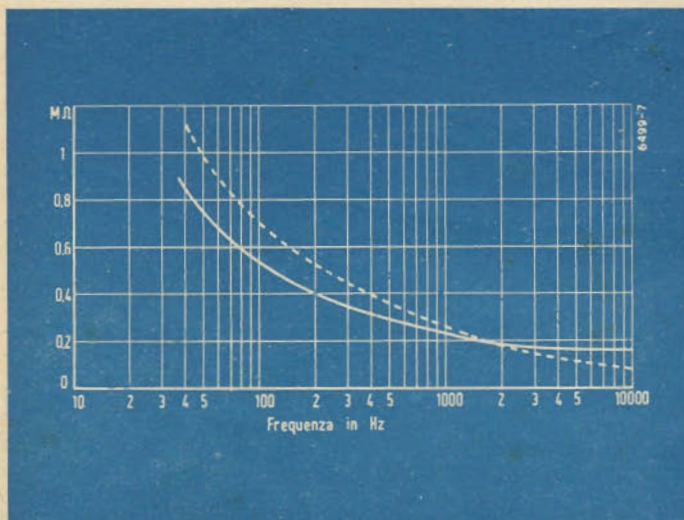
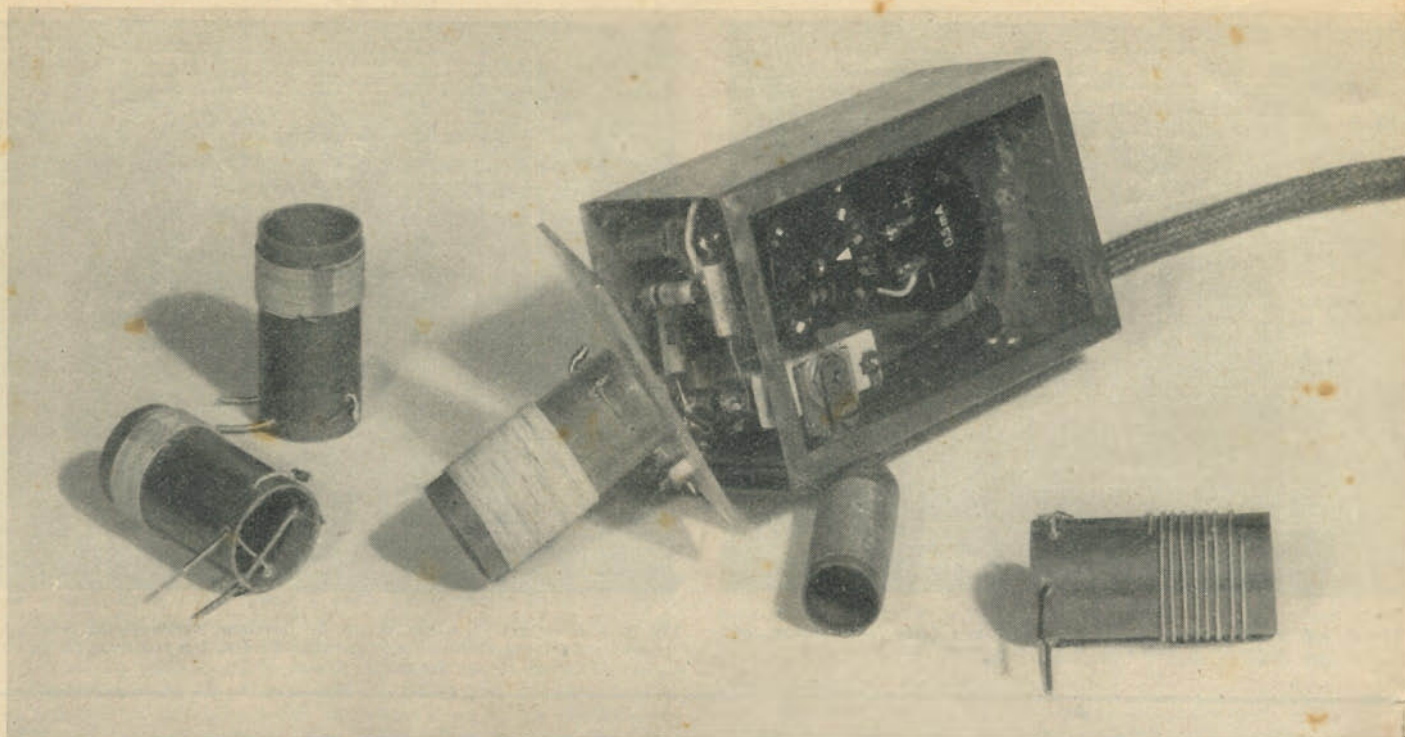
IL CORPO UMANO È COME UNA MACCHINA ELETTRICA

L'UNIVERSAL PRESS comunica che attraverso una serie di esperimenti effettuati in un grande laboratorio americano è stato scientificamente provato che il corpo dell'uomo, allo stato di riposo, consuma quasi 100 watt e precisamente come una buona lampada elettrica da ufficio.

Come per qualsiasi corrente elettrica, questa energia viene prodotta nel corpo umano da un processo che mette in movimento degli elettroni. Durante tutta una serie di reazioni che si effettuano nella materia vivente e che mettono in giuoco, oltre allo stesso protoplasma, gli alimenti che noi ingeriamo e l'ossigeno che respiriamo, tali elettroni, vengono mobilitati per ridurre l'ossigeno e produrre l'acqua.

La somma delle diverse tensioni prodotte da questi diversi processi, raggiungono il valore di 1,17 V e se si addizionano tutte le deboli correnti che si producono nelle cellule, si perviene allo impressionante totale di 76 A.

Sembra che una buona parte dell'energia liberata nel corso dei suddetti processi conduca alla formazione di composti chimici contenenti un'alta percentuale di fosforo.

A loro volta, tali composti, forniscono direttamente l'energia ai diversi fenomeni che costituiscono la vita. ✱

INDICATORE DI RISONANZA PER CORRENTE DI GRIGLIA

ERNESTO VIGANÒ

Presento uno strumento assai semplice che permette di fare con buona approssimazione delle misure sulla frequenza di risonanza di circuiti oscillanti, di controllare la capacità di condensatori di accordo e l'induttanza di bobine, e di controllare in generale l'efficienza di circuiti sintonizzati.

Si tratta semplicemente di un oscillatore tarato in frequenza, di cui si può conoscere la corrente di griglia della valvola oscillatrice a mezzo di un milliamperometro. Questo permette di misurare la quantità di energia che ritorna dal circuito di placca a quello di griglia, in altre parole di vedere quando venga sottratta energia al circuito oscillante. Ora, se a quest'ultimo ne viene accoppiato un altro sintonizzato su di una frequenza qualsiasi, quando i due circuiti saranno avvicinati, l'azione dell'uno sull'altro si manifesterà con un assorbimento di energia quando le due frequenze siano uguali. Questo fatto diminuirà la tensione disponibile per mantenere le oscillazioni sulla griglia, e quindi la corrente diminuirà nettamente. Se l'oscillatore è stato tarato in precedenza e se l'accoppiamento tra i due circuiti è abbastanza lasco così da evitare trascinamento o effetti capacitivi, si potrà conoscere la frequenza di risonanza del circuito accoppiato, e quindi determinarne facilmente le caratteristiche. Meglio ancora se si potrà usare un ondametro eterodina, la precisione allora sarà veramente rimarchevole.

Questa determinazione potrà servire ad osservare se un ricevitore copre o no una data gamma, a dare una prima taratura approssimata a delle medie di cui si siano dovute alterare delle caratteristiche, permettendo un minore lavoro in seguito durante l'allineamento, a conoscere il valore di una induttanza semplicemente mettendovi in parallelo un condensatore conosciuto e reciprocamente il valore del condensatore con una induttanza nota, a controllare se in un circuito vi siano possibilità di oscillazioni parassite, ad accordare antenne e linee di trasmissioni, eccetera. Poi, man mano che si prende pratica nel maneggiare questo semplice strumento, si scoprono sempre nuove possibilità.

Il circuito che ho usato è abbastanza noto, si compone in sostanza di un triodo che oscilla con un milliamperometro inserito nel circuito di griglia e con l'alimentazione variabile per poter fissare un fondo scala decente prima della misura. La gamma coperta è assai vasta, infatti va senza interruzione da 40 MHz fino a 400 kHz circa. Il tutto con un buon numero di bobine. Per i dati di costruzione, vedi la tabella allegata. La semplicità apparente dello schema, non deve trarre in inganno, la costruzione deve essere assai accurata, solida e coi collegamenti brevissimi. Infatti è stato rinchiuso tutto, tranne la parte alimentazione, in uno scatolino di latta che misura 55×75×125 mm. Una delle facce è stata tolta e rimpiazzata con una lastrina di trolitul con due morsetti per il collegamento delle bobine intercambiabili, non ho usato oczcoli perchè non ne avevo disponibile il numero necessario, e d'altra parte va benissimo così. La fotografia lo mostra nei particolari, non credo ci sia bisogno di altro.

Veniamo ora al tipo di valvola usata. Ho sperimentato la 955, la 956 collegata a triodo, la 9002, la RL12T1, la RL12P2000 collegata a triodo, tutte sono andate benissimo senza particolare distinzione (sulla fotografia si vede la P2000) e anche senza variare altro che la tensione di accensione. La mia scelta è stata motivata dal fatto che il condensatore variabile era lungo esattamente come la valvola, il che mi è risultato asasi comodo per il montaggio. A proposito, raccomando che il variabile sia ben messo a terra da tutti e due i lati, in caso contrario si potrebbe vedere il milliamperometro impazzire durante la rotazione segnalando delle brusche diminuzioni senza che alcun circuito esterno sia accoppiato, rendendo assai difficile capire quale sia quella giusta.

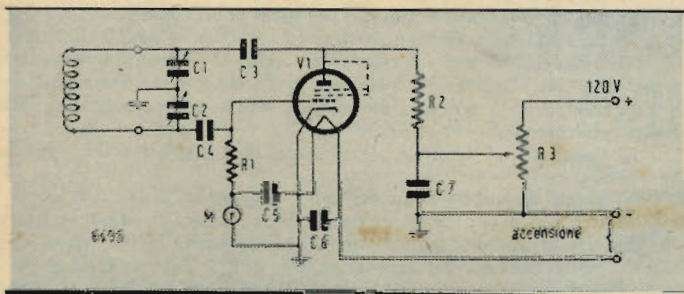
Per tarare lo strumento con una certa esattezza, si potrà fare uso del ricevitore, se questo è calibrato o, in mancanza, di un oscillatore normale facendo funzionare lo strumento con la sola accensione della valvola e senza anodica, pressapoco funziona come ondametro ad assorbimento, ma questo secondo metodo è assai meno preciso. Si potrà, meglio ancora, ascoltare le due oscillazioni in un normale ricevitore facendo un po' di acrobazie per la faccenda delle gamme che in uno sono continue e nell'altro no e sarà necessario ricorrere alle armoniche. Attenti a non sbagliare! Per me la cosa non è stata difficoltosa disponendo di un ondametro eterodina molto preciso.

E veniamo ora alle misure che si possono effettuare. Per prima cosa il controllo della copertura delle gamme di un ricevitore o di un trasmettitore. L'apparecchio in prova *deve* essere spento. Si avvicinerà la bobina dell'oscillatore a quella del circuito in prova. Si noterà, girando il variabile, un punto in cui la cor-

rente di griglia cade bruscamente. Si allontanerà allora a poco a poco lo strumento sempre correggendo la posizione del variabile per mantenere la corrente ad un minimo finchè questo sia sempre ben definito ma ridotto ad una lieve oscillazione dell'indice del milliamperometro, vorrà dire che i circuiti sono accoppiati al minimo e che il disturbo reciproco è pure al minimo. Si legge allora sulla manopola del variabile la graduazione e si conoscerà la frequenza in gioco. Meglio ancora si potrà controllarla sempre mentre si mantiene al minimo l'accoppiamento, con un ondametro eterodina. Allora la misura viene realmente precisa. Questa misura, per esempio è assai comoda quando si cambi di gamma ad un trasmettitore e non si possa dar tensione singolarmente ai vari stadi, una rapida taratura (facendo stavolta il lavoro inverso, muovendo cioè i variabili) eviterà che durante il ritocco dell'accordo dei primi stadi le placche dell'ultimo diventino rosse.

Anche se non sarà un allineamento precisissimo, sarà sempre sufficiente ad evitare l'inconveniente.

Allo stesso modo si agirà su di un circuito oscillante composto sul tavolo di lavoro con una bobina di cui si conosca il valore esatto, ed un condensatore sconosciuto, o, reciprocamente con un condensatore noto ed una induttanza incognita, si regola l'accordo alla risonanza, isolando il più possibile nello spazio, il circuito in misura a mezzo di un supporto di buon isolante, ed una volta conosciuta la frequenza esatta è facile risalire ai valori dei componenti a mezzo delle note formule. Per questo lavoro l'ho riscontrato veramente prezioso facendo risparmiare un bel po' di tempo altrimenti perso a provare e riprovare. Anche le armoniche sono facilmente eliminate, infatti si potrebbe erroneamente accordarsi sulla frequenza doppia della fondamentale, ma si ovvia a questo inconveniente variando la frequenza. Mi spiego.

Se un circuito reagisce poniamo a 6 MHz, provate con le bobine da tre e da 12 MHz, quella di tre vi darà una diminuzione assai minore della precedente, mentre quella da 12 non ne darà affatto. Non dite che anche un cieco potrebbe a spanna capire dai valori del circuito, molte volte facendo delle bobine per un trasmettitore ed usando un variabile di cui si conosce la capacità solo pressapoco, non si sa se si è ancora sulla fondamentale o si è raddoppiata la frequenza, soprattutto sulle frequenze alte e quando le valvole usate abbiano una capacità di ingresso ed uscita notevoli (vedi per esempio le RL 12P35).

Per quanto concerne le misure sulle antenne o sulle linee di trasmissione, si deve esaminare il problema di volta in volta, non essendo possibile stabilire delle regole generali, basterà dire che accoppiando lo strumento alla linea si possono determinare le risonanze e da queste dedurre cosa avvenga sulla linea quando viene alimentata dal trasmettitore.

L'accoppiamento dell'oscillatore col circuito in misura potrà essere fatto in molti modi, sia affacciando le due bobine, sia mettendole vicine di fianco, sia, quando è particolarmente difficile raggiungere il circuito in prova, attraverso un link che potrà essere lungo anche un metro e mezzo senza tema di indicazioni errate. Si potrà anche soltanto accoppiare un filo di collegamento tra il variabile e la bobina, ed il miglior giudice del sistema da usare sarà l'operatore che di volta in volta stabilirà il metodo da usarsi esaminando le circostanze.

Per il controllo di linee accordate, antenne ecc. sarà bene provare a cambiare metodo un paio di volte durante le singole misure, per controllare che sicuramente la misura è esattamente quella che si voleva e non si è misurata una frequenza parassita. Per i cavi coassiali si potrà semplicemente saldare a massa il conduttore centrale ed accoppiarsi all'occhiello così formato, naturalmente dimensionandolo opportunamente, con un diametro di almeno 1 o 2 centimetri.

Schema elettrico e dati costruttivi. C1 e C2 = variabile doppio da 50 pF max (3 pF residui) per sezione; C3=C4=140 pF ceramico (di ottima qualità); C5=10.000 pF, mica; C6=100.000 pF, mica; C7=50.000 pF, mica; V1 = vedi testo; R1=10.000 ohm, ½ W; R2=30.000 ohm, ½ W; R3=80.000 ohm, filo, corrente max 1 mA; M=0,5 mA (per strumento da 1 mA, R1=25.000 ohm, ½ W).

Per controllare se vi sono onde stazionarie basterà accendere il filamento senza dare anodica, così lo strumento agirà come rivelatore a diodo e spostandolo lungo la linea da esaminare si noterà se la lettura sarà sempre la stessa o se cambia con la posizione. Allo stesso modo, facendolo funzionare a batterie e connettendo una piccola antenna ad uno dei morsetti attraverso un compensatore da una trentina di picofarad massimi, si potrà avere una idea dall'andamento del campo durante la messa a punto di sistemi direttivi. La calibratura sarà alterata ma in questo caso specifico non serve la misura della frequenza essendo necessario soltanto un controllo di intensità del segnale emesso.

Per misure riguardanti il fattore di merito di elementi di circuiti, non è possibile con mezzi semplici ottenere risultati assoluti, però si potrà fare il confronto fra vari pezzi di ugual valore mantenendo il più possibile uguali le condizioni delle diverse letture ed avere una idea delle perdite inerenti ad un dato elemento. Per esempio, si comporrà, ad una frequenza desiderata qualsiasi compresa in quelle possibili allo strumento, un circuito con una induttanza adatta ed un condensatore variabile campione. Una volta trovata la risonanza, senza alterare la posizione reciproca dei due componenti, si collegherà in parallelo al variabile un condensatore incognito o di cui si deva conoscere se ha perdite, e si cercherà di nuovo la risonanza variando il campione. Così al condensatore sicuramente buono che prima vi era in circuito si sostituisce quello incognito e dalla lettura si deduce la bontà. Naturalmente l'effetto sarà dipendente dal rapporto tra la capacità incognita e quella campione residuata, se questa ultima è troppo grande in rapporto alla precedente l'effetto sarà poco o nullo. Per ovviare a questo possibile errore converrà partire coi due condensatori in parallelo, tenendo il campione al minimo, e, staccati i collegamenti dell'altro, effettuare la ricerca della risonanza e fare la misura. Tanto più è ripido il « dip », tanto migliore è il circuito in esame.

Per neutralizzare triodi trasmettitori si potrà semplicemente fare così: si accoppia in modo un po' stretto lo strumento al circuito di griglia del triodo e si cerca la risonanza al solito modo, *beninteso togliendo la tensione anodica* del trasmettitore, e si regola la neutralizzazione finchè ad una completa variazione del variabile posto in placca non corrisponda più alcuna variazione nello strumento. Se il triodo è accoppiato con un condensatore allo stadio precedente e quindi non ha circuito oscillante in griglia, ci si accoppierà a quello di placca immediatamente precedente. Oppure: si toglie tensione anodica sia allo stadio di potenza a triodo che allo strumento, lasciandola però al pilota, accoppiandosi al circuito di placca del triodo. Lo strumento agirà come ondametro ad assorbimento, e sarà sintonizzato esattamente alla frequenza di griglia. Si sarà ottenuta la neutralizzazione esatta quando si sia regolato il compensatore di neutralizzazione in modo da non aver più alcuna lettura sullo strumento.

Non è molto che ho completato la costruzione di questo strumento, ed ancora non ho potuto sperimentarlo completamente, le misure sopra riportate ho provato ad eseguirle con ottimi risultati, e tornerò ancora sull'argomento appena avrò sperimentato qualche altra misura. Prego chi lo costruisse di tenere informati i lettori quando trovasse la possibilità di effettuare altre misure o di farle in modo differente o più semplice e preciso.

Tabella delle induttanze per l'oscillatore a indicazione di risonanza

Tutte le bobine sono state avvolte su tubo di cartone bakelizzato del diametro segnalato, la copertura delle gamme è pressochè continua, ma ciascuno potrà con tutta facilità costruire bobine adatte a qualsiasi gamma a seconda delle sue necessità. E' stata lasciata una sovrapposizione discretamente ampia agli estremi, in modo da compensare le inesattezze eventuali del singolo costruttore.

Gamma coperta (MHz)	spire	Tubo (mm)	Lung. avv. (mm)	Filo (mm)
50 ÷ 25	8	25	21	0.5 × 2 cop. cotone
30 ÷ 14.4	11	25	spire strette	0.5 × 2 cop. cotone
15.45 ÷ 8.94	19	25	»	0.25 × 2 cop. cotone
9.7 ÷ 4.45	37	25	»	0.25 × 2 cop. cotone
5.00 ÷ 2.3	91	25	»	0.25 × 2 cop. cotone
onde medie (*)	155	19	»	0.25 × 2 cop. cotone
Medie freq. 469 kHz	una bobina proveniente da una vecchia media con in parallelo un condensatore tale da portarla a 450 kHz al centro gamma.			

(*) Con l'aggiunta di 2 condensatori da 100 a 200 pF in parallelo, ho coperto tutta la gamma.

N.B. — I dati sopra riferiti non riguardano gli estremi esatti di gamma dipendenti dalle posizioni: tutto fuori e tutto inserito del variabile, ma è stata lasciata una piccola parte pari a circa 3-4 divisioni (100 in totale) della manopola per maggior precisione.

GIUSEPPE MONTUSCHI (i1AXW)

Oscilloscopio a RC Ricevitore TV

(PARTE PRIMA)

Si è sempre parlato di mille suggestivi impieghi dell'oscilloscopio a raggi catodici che come apparecchio di misura ha raggiunto oggi una certa notorietà. Particolarmente sentita in radiotecnica è la necessità del tubo a raggi catodici, ove tutti i fenomeni dai più complessi, ai più semplici, vengono scoperti e presentati all'occhio del tecnico nella loro intima struttura, con chiarezza e perfetta rappresentazione. Il numero delle applicazioni presenti del tubo a raggi catodici, è talmente ampio, che richiederebbe uno spazio enorme per elencare ogni sua applicazione pratica. Tra le applicazioni moderne più importanti segnaliamo la *televisione*. Quest'ultima è forse l'unica applicazione che sembra oggi riscuotere un certo interessamento da parte del lettore. Ora la serie di questi articoli, è intesa a far conoscere agli appassionati di questo ramo, un oscilloscopio adatto in generale per la televisione e usabile pure come strumento versatile per la visione e misura di ogni forma complessa di onda sia di BF o MF.

La prima parte descriverà i requisiti che dovrà possedere uno strumento oscilloscopico per essere adatto all'uso televisivo, con l'aggiunta descrittiva dei circuiti capaci di soddisfare queste necessità.

La seconda parte descriverà lo strumento pratico, per cui utilizzando questi circuiti, non solo permetterà l'osservazione delle forme d'onde su un altro ricevitore televisivo, ma bensì esso stesso potrà essere usato come parte di un ricevitore televisivo. Nell'oscilloscopio per televisione, le parti dello strumento che richiedono speciali attenzioni sono le seguenti:

1) Amplificatori per la deflessione orizzontale e verticale;

2) Circuiti per la scansione (esplorazione) orizzontale e verticale;

3) Segnale video da connettere al tubo a raggi catodici;

4) Alimentazione.

Ora ognuno di questi paragrafi sarà progressivamente discusso in ordine.

Nel titolo: Fig. 1. - *L'Autore al lavoro presso l'oscilloscopio a raggi catodici di sua realizzazione. Facendo precedere allo strumento i necessari stadi video a radiofrequenza e a frequenza intermedia, esso può servire alla ricezione di programmi TV.* — *In basso da sinistra a destra*: Fig. 2a): *Schema del selettore d'entrata e attenuatore.* - Fig. 2b): *Schema dell'attenuatore in posizione di « basso guadagno ».* - Fig. 2c): *Schema dell'attenuatore in posizione di « scansione ».* - Fig. 3a): *Schema di un circuito a cathode follower, seguito dal primo stadio amplificatore deflettore.* - Fig. 3b): *Differente tipo di circuito a cathode follower. Questo circuito non è consigliabile, perchè apporta per ogni variazione del valore del potenziometro, una modificazione dell'oscillogramma.*

Amplificatori per la deflessione

Per semplificare la costruzione di un oscilloscopio, il progetto dei circuiti di entrambi gli amplificatori per la deflessione orizzontale e verticale sono identici. Questo è particolarmente utile quando si desidera usarlo per il campo della TV, dacchè le esigenze sono di consuetudine quasi uguali per entrambi e perciò gli elementi seguenti che noi presenteremo sono applicati in egual modo per entrambi gli amplificatori orizzontali e verticali.

Gli amplificatori per la deflessione dovranno avere le seguenti caratteristiche:

1) Risposta di frequenza da 20 Hz a 200 kHz;

2) Sufficiente amplificazione: minimo 150 volte;

3) Portata della tensione d'entrata: da 0,1 V a 200 V C.A.;

4) Tensione d'uscita senza distorsioni e con sufficiente potenza d'uscita, capace di deflettere il fascio elettronico del tubo a raggi catodici, a un minimo di una volta e mezzo il diametro dello schermo;

5) Controlli di volume, di un tipo che non alteri la risposta di frequenza.

Le ragioni di questi requisiti sono importanti.

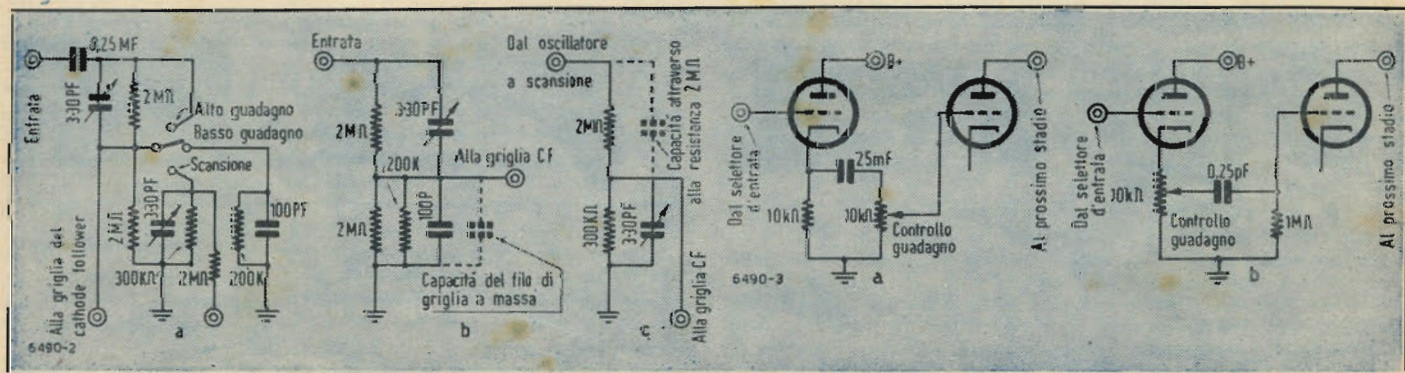
Il limite più basso della risposta di frequenza è stato scelto a 20 Hz, semplicemente per assicurare la stabilità dello strumento alle basse frequenze. La frequenza più alta è determinata principalmente dalla frequenza che l'amplificatore può raggiungere senza determinare distorsioni.

Il minimo delle frequenze alte dovrà essere superiore ai 200 kHz, così da permettere una sufficiente esplorazione di linee TV.

La necessaria amplificazione è stata scelta di un valore di 150 volte, così da permettere con l'oscilloscopio osservazioni di tensioni dell'ordine di 0,1 V. Con una deflessione sensibile da permettere che 100 V corrispondano a una traccia di 2,4 cm di schermo, valore non comune, noi possiamo dire che 0,1 V di picco-picco C.A. segnerà un'altezza di circa 4,7 cm, se il guadagno sarà esattamente di 150 volte.

Il limite della portata della tensione d'entrata deve essere scelto tra 0,1 e 200 V a picco-picco e praticamente è questo il limite normalmente osservato con l'oscilloscopio.

Nello strumento che sarà descritto saranno prese prevenzioni per l'osservazione di tensioni superiori.

Le ragioni che ci inducono ad eleminare la distorsione nell'amplificatore sono ovvie. In aggiunta, l'essenziale è, che l'amplificatore dia una sufficiente tensione d'uscita necessaria per deflettere il fascio elettronico per una lunghezza di almeno una volta e mezzo il diametro del tubo a raggi catodici, mantenendo basso il livello delle distorsioni.

L'amplificatore che verrà descritto, presenta particolari punti interessanti, poichè esso è capace di rendere un segnale d'uscita indistorto anche con eccessi di tensione superiori ai 400 V picco-picco.

Il controllo di volume di un amplificatore a larga banda non può essere il pratico controllo a entrata potenziometrica di griglia, come è usato generalmente per la BF, perchè come controllo di volume discrimina molto male le altissime frequenze, principalmente perchè l'effetto di fuga generato dalla capacità griglia-catodo, non è adatto per le altissime frequenze. Tale difficoltà però può essere superata inserendo il controllo di volume in un catodo, prima del circuito d'uscita.

Tralasciamo per ora questo particolare che descriveremo largamente, in seguito, parlando dell'amplificatore con uscita a presa catodica, conosciuto col termine anglosassone *cathode follower*.

La fig. 2 *a*) è il disegno schematico di un tipo di selettore d'entrata con attenuatori, il quale permette di convogliare nell'oscilloscopio ogni tensione d'entrata su la larghezza di banda richiesta. Pure le coppie di condensatori e resistenze del complesso, contribuiscono considerevolmente alla esecuzione propria per la funzione dell'intero circuito.

Supponiamo ora di ruotare il selettore, e metterlo nella posizione di « alto guadagno », noteremo che il terminale d'entrata sarà direttamente connesso alla griglia del *cathode follower* attraverso un condensatore d'accoppiamento da 0,25 μF. Il ritorno di griglia del *cathode follower* verrà così posto a massa attraverso una resistenza da 2 Mohm quando noi faremo scattare l'interruttore in questa posizione. L'entrata del circuito offrirà così in questa posizione un piccolissimo effetto di carico a tutto il circuito sottoprova. Il selettore viene posto in questa posizione di « alto guadagno » quando piccolissime tensioni devono essere osservate. Comunque quando è necessario osservare grandi tensioni, un attenuatore dovrà essere inserito tra il terminale d'entrata e la griglia del *cathode follower*, per prevenire che alte tensioni sovraccaricano la valvola. Questo si compie ruotando il selettore nella posizione di « basso guadagno ». In questa posizione soltanto un decimo (1/10) della tensione applicata al terminale d'entrata, appare alla griglia del *cathode follower*, e questo permetterà che tensioni dieci volte superiori possano venire osservate nell'oscilloscopio.

L'attenuatore in se stesso è presentato senza altri componenti nella fig. 2 *b*). Alle BF la coppia di resistenze dell'attenuatore saranno sufficienti, e per la piccola capacità di griglia del circuito, che può essere calcolato in media in 10 pF, non avrà effetti apprezzabili, anche per le più alte frequenze. Perchè la reattanza di questa capacità nel circuito rimane piccola e si comporta col medesimo effetto, che si avrebbe aggiungendo un'altra resistenza in parallelo, alla già esistente resistenza di 200 kohm. Questo effetto è sufficiente a cambiare l'attenuazione da 10 : 1, per la quale le resistenze sono state calcolate a 20 : 1 per i 20 kHz e a 37 : 1 per i 200 kHz, sfruttando i 10 pF di capacità residua di griglia. Per prevenire questo effetto, una capacità addizionale è aggiunta in parallelo alla resistenza dell'attenuatore. Questa capacità serve ad assicurare il medesimo grado di attenuazione alle frequenze più alte, così come le resistenze da sole lo permettono per le frequenze più basse, eliminiamo così per mezzo delle resistenze dell'attenuatore gli effetti di discriminazione alle alte frequenze. La regolazione della piccola capacità variabile da 3 ÷ 30 pF che servirà a correggere la relazione tra resistenza-capacità, verrà descritta in seguito. La posizione *scansione* dell'entrata del selettore connette l'uscita dell'oscillatore a denti di sega all'entrata del *cathode follower*, attraverso un suo stesso attenuatore.

In generale è desiderabile dare all'oscillatore a dente di sega la più larga possibilità d'uscita in modo da mantenere ogni scansione desiderata in modo lineare. Poichè l'uscita dell'oscillatore di scansione è molto grande per la deflessione richiesta, viene incluso all'uscita dell'oscillatore un attenuatore per ridurre questa tensione e avere così alla griglia del cathode follower un segnale più appropriato.

Questo attenuatore per la scansione utilizza i medesimi principii descritti per l'attenuatore in posizione « basso guadagno », solo che viene aggiustato in una maniera differente. Come mostra la fig. 2 *c*) la più piccola delle due capacità nell'attenuatore è la capacità attraverso la resistenza di 2 Mohm, mentre la più grande capacità è messa in parallelo alla resistenza di 300 kohm, ed è variabile in modo da permettere una esatta messa a punto.

La fig. 3 *a*) mostra il circuito riguardante l'amplificatore a uscita di catodo (cathode follower), il controllo variabile dell'amplificazione e l'entrata di griglia dello stadio amplificatore. Una anormale sistemazione sarà notata in questo sistema, probabilmente può sembrare più logico il controllo di volume come in fig. 3 *b*): questo schema non viene adottato per le seguenti ragioni: Quando il controllo di volume è nel circuito di catodo, come in figura 3 *b*), la corrente di placca circola attraverso la resistenza di controllo (potenziometro) causando una caduta di tensione, e quindi una corrente continua fissa attraverso esso. Questa corrente continua carica attraverso il condensatore d'accoppiamento la griglia dello stadio successivo, e così apparirà sullo schermo una tensione, che sarà variabile, perchè ad ogni spostamento del braccio centrale del potenziometro, corrisponderanno variazioni di tensione sulla griglia. Così quando il potenziometro è spostato, la tensione attraverso il condensatore cambierà, causando una momentanea variazione o spostamento del fascio elettronico sullo schermo, orizzontale o verticale, secondo dove la regolazione viene effettuata.

Per questo tale schema viene scartato, e si adotta il sistema che viene presentato nello schema con fig. 3 *a*). Valori piuttosto insoliti di condensatori d'accoppiamento sarebbero necessari allo scopo, adottando il controllo di volume come in fig. 3 *a*), per poter eliminare gli indesiderabili effetti di capacità d'entrata del tubo (con i valori mostrati effetti di variazioni attraverso capacità sono irrilevanti, e non si hanno nessun effetto in ogni frequenza anche sopra ai 200 kHz. L'amplificatore proprio, cioè il finale, deve essere progettato in modo adatto al tubo a raggi catodici che si desidera adottare. Molta è oggi la tendenza nell'ottenere la deflessione con l'uso di un amplificatore a uscita in push-pull. Questo amplificatore è usato per provvedere la deflessione di tensione in entrambe le placchette deflettrici orizzontali ed entrambe le verticali.

Tubi adatti per questo tipo di deflessione sono i 2AP1, 3BP1, 5BP1 ecc.

I due principali vantaggi che si hanno adottando questo tipo di circuito, risiedono nel fatto, che l'uscita dell'amplificatore può essere adoperata con un basso livello di tensione anodica. Con minime tensioni sono minimizzate le macchie nel tubo dovuto a sfocamenti, mentre la deflessione sullo schermo rimane assicurata. Questi vantaggi sono qualche volta ostacolati perchè il circuito necessita di componenti extra. Nel caso dell'uso di un grande tubo a raggi catodici, la complessità del circuito, è spesso giustificata, anche perchè occorono per la deflessione grandi tensioni d'uscita, ma nel caso di un piccolo tubo a raggi catodici particolarmente di 50 o 75 mm di schermo, è sempre più favorevole adottare l'uscita a singola valvola, poichè si ottengono pur con relativa semplicità ottimi risultati. Usando l'uscita con una sola valvola, ogni singola deflessione richiede che una placchetta deflettrice orizzontale e una placchetta deflettrice verticale sia messa a massa (per C.A.) e tutte le tensioni di deflessione siano mandate alle rimanenti placchette orizzontali e verticali.

Tubi progettati per la deflessione a push-pull, possono essere adoperati per la deflessione semplice, ponendo le due placchette (una orizzontale e una verticale) a massa. Molti tubi sono attualmente adatti per la deflessione semplice, tra questi segnaliamo i tipi 913, 902, 3AP1.

Per ottenere una desiderata risposta di frequenza, gli amplificatori di deflessione, si basano su schemi usati per « amplificatori video » tecnicamente scelti.

Soltanto così, e studiando con particolare attenzione ogni piccolo particolare dello scherma, si comprenderà quali siano le precauzioni che si dovranno adottare, per ottenere un amplificatore capace di donare una uniforme risposta di frequenza. La fig. 4 mostra un circuito base di un tipo di amplificatore video. I tre condensatori punteggiati rappresentano le capacità che ostacolano la risposta di frequenza nelle bande alte di un amplificatore, dovuto al loro effetto di fuga, a queste altissime frequenze. La capacità di essi può essere descritta con una semplice formula, che è richiesta per poter calcolare i componenti nei progetti di amplificatori. Questa formula è:

$$C_t = C_o + C_w + C_{dp} \qquad [1]$$

dove: C_t = capacità totale, cioè la somma delle tre capacità nominate (tratteggiate); C_o = è la capacità placca-catodo della valvola amplificatrice; C_w = è la capacità delle connessioni esterne e del condensatore d'accoppiamento placca-terra; C_{dp} = è la capacità di una placchetta deflettrice tra essa e massa.

Il valore di C_o e di C_{dp} possono essere prelevati da un qualsiasi manuale, con le caratteristiche dei tubi, il valore di C_w può essere trovato misurando il valore C_t. In pratica è preferibile montare il circuito, e misurare direttamente la capacità d'entrata con uno strumento adatto. Proprio come nel caso delle capacità d'entrata della griglia, discusso in precedenza, queste tre capacità nel circuito d'uscita dell'amplificatore, fanno da fuga alle alte frequenze, fugandole a massa. Un mezzo per controbilanciare questo effetto, può essere ottenuto mantenendo nei limiti costanti il valore di queste capacità, in maniera che l'amplificatore sia adatto ad amplificare anche queste desiderate frequenze limite. Attualmente altre due misure preventive sono state prese per raggiungere questo intento.

1) La resistenza di carico anodico R, viene posta molto più piccola, come generalmente dovrebbe essere in un caso normale di un amplificatore di BF ad accoppiamento-resistenza. Le tre capacità nel circuito d'uscita saranno così poste in parallelo a questa piccola resistenza e l'effetto di fuga che si otterrà con l'aggiunta di questa resistenza, farà rendere il circuito meno sensibile alla fuga di frequenze alte. Perciò avremo ridotto in modo parziale questo disturbo.

2) Induttanza in serie al carico anodico, L. Un'adatta induttanza L è aggiunta in serie con la resistenza di carico anodico, formando così un circuito risonante con sintonia piatta, che sarebbe il limite delle frequenze alte desiderate. Quando noi poniamo questa induttanza L nel circuito, otteniamo un effetto uguale ma opposto alle tre capacità, perciò l'induttanza L fa permettere all'amplificatore di ottenere la risposta su le frequenze limiti desiderate.

Il calcolo dei valori di R e L in fig. 4 è molto semplice. Occorrono tre operazioni, la prima serve a determinare il valore di C_t, che si può conoscere calcolandola con la formula precedentemente discussa [1] o togliendola da un manuale radio. Con la seconda operazione troviamo il valore della resistenza di carico anodico R con la formula:

$$R = (1.59 \cdot 10^{11})/(f \cdot C_t) \qquad [2]$$

dove: R = resistenza di carico anodico in ohm; f = limite della frequenza superiore che si desidera ottenere, in Hz; C_t = capacità totale dell'uscita dell'amplificatore in pF.

Con il terzo calcolo troviamo il valore massimo che dovrà avere l'induttanza L con la seguente formula:

$$L = C_t \cdot R^2 \cdot 5 \cdot 10^{-10} \qquad [3]$$

dove: L = induttanza in millihenry.

Ritornando all'amplificatore sul guadagno e sulla necessità di ottenere la risposta di frequenza fino al limite desiderato (200 kHz), concludiamo che non sarà possibile ottenere con un solo stadio amplificatore (volendo mantenere una così ampia risposta di frequenza 20 Hz a 200 kHz) la desiderata amplificazione di 150 volte, particolarmente se si è impiegata la reazione negativa di catodo, perciò sarà necessario l'uso di un altro stadio amplificatore triodo a cathode follower, per le ragioni a noi note, la rimanente sezione del triodo di uno dei più famigliari doppi triodi, quali 6SN7, 7F7, ecc. può essere adoperata convenientemente come primo stadio amplificatore. I calcoli per questo primo triodo amplificatore, sono identici al calcolo adoperato per l'amplificatore pentodo d'uscita, con l'eccezione che la formula [1] diventa

$$C_t = C_o + C_w + C_g + C_{gp} + (1 + G_s) \qquad [4]$$

dove: C_t = capacità totale; C_o = capacità placca-catodo della valvola amplificatrice; C_w = capacità delle connessioni esterne e del condensatore d'accoppiamento; C_g = capacità griglia-catodo del successivo stadio amplificatore; C_{gp} = capacità griglia-placca del successivo stadio amplificatore; G_s = è il guadagno del successivo stadio amplificatore.

Fig. 4 - Circuito finale di uno stadio deflettore video. Le varie capacità parassite che alterano la risposta alle frequenze alte, sono tratteggiate

Fig. 5a). - Circuito amplificatore di deflessione, adatto per deflessione a uscita unica

Fig. 5b) - Circuito amplificatore di deflessione, adatto per deflessione a uscita push-pull.

E' evidente che per un appropriato procedimento nel progettare un amplificatore a deflessione per oscilloscopio, le difficoltà hanno inizio proprio con l'ultimo stadio, poichè il suo guadagno e le sue capacità influenzano le caratteristiche dello stadio precedente. Fortunatamente lo stesso tubo a raggi catodici fornisce il bandolo della matassa.

Applicando una tensione C.A. (frequenza rete) alla griglia dell'amplificatore noi otteniamo sullo schermo del tubo a raggi catodici una retta fosforescente che si estenderà su un largo diametro dello schermo. La lunghezza di tale deflessione viene poi misurata con un centimetro, indi viene rimossa la tensione d'entrata, applicandola direttamente alla placchetta di deflessione del tubo a raggi catodici (anche la lunghezza di questa nuova deflessione viene misurata).

Dividendo la prima lunghezza per la seconda, otteniamo il guadagno dell'amplificatore. Si può usare convenientemente anche un voltmetro a valvola per determinare il guadagno degli stadi. Le figg. 5 *a*) e 5 *b*) mostrano lo schema di due possibili disposizioni di amplificatori adatti per deflessione. La fig. 5 *a*) è lo schema di un amplificatore con uscita singola, e la fig. 5 *b*) con uscita a push-pull. Entrambi sono adatti per l'uso, facendoli precedere da uno stadio d'entrata a cathode follower, tenendo conto però di tutte le esigenze che preventivamente abbiamo accennato (desiderabile per ottenere i valori dei componenti). Questi due schemi non sono stati progettati completamente, ma sono stati inclusi soltanto per illustrare le due disposizioni. (*continua*)

IL QSO IN INGLESE

a cura di Fulvia Allocca e Gerardo Gerardi (i1PF)

(PARTE SECONDA)

UN BREVE QSO

Italiano	Inglese (pronuncia)
1) Pronto, pronto, qui la stazione italiana i 1 PF chiama in generale nella banda dei venti metri.	HALLO' HALLO' HERE IS THE *hello (u) hello (u) hir is dhi* ITALIAN STATION i 1 P F, I *itelien stescion ai nòn pi ef ai* FOR IDA NUMBER ONE P FOR *for aida nambar nòn pi for* PETER F FOR FRANK CALLING C *pitar ef for frenk colingh si* Q ON TWENTY METERS BAND *chiü on tuenti mitars bend*
2) C Q, C Q, venti metri, qui la stazione italiana i 1 PF chiama CQ e passa in ascolto sulla banda K.	C Q C Q TWENTY METERS *si chiü si chiü tuenti mitars* HERE IS THE ITALIAN STATION *hir is dhi itelien stescion* i 1 P F, I FOR IDA NUMBER *ai nòn pi ef ai for aida nambar* ONE P FOR PETER F FOR FRANK *nòn pi for pitar ef for frenk* CALLING C Q AND LOOKING *colingh si chiü and luching* ON THE BAND FOR ANY CALLS. *on dhe bend for eni cols* K PLEASE *chei pliss*
3) Pronto, pronto, stazione inglese G 5 BS, G 5 BS, G 5 BS, qui i 1 PF che risponde. Ti ringrazio della risposta e sono molto lieto d'incontrarti.	HALLO' HALLO' THE BRITISH *hello (u) hello (u) dhi britisc* STATION G FIVE B S, G FIVE *stescion gi faiv bi es gi faiv* B S, HERE IS i ONE P F *bi es hir is ai nòn pi ef* COMING I THANK YOU VERY *comingh ai dhenk iü veri* MUCH FOR YOUR CALL AND I *mac for ioar col end ai* AM VERY GLAD TO MEET YOU *em veri gled tu mit iü*
4) Prego di voler parlare adagio perché non sono molto pratico della lingua inglese e non posso comprendere.	SPEAK SLOWLY PLEASE BECAUSE I *spich sloveli pliss bicos ai* AM NOT IN HABIT OF SPEAKING *em not in ebit ov spichingh* ENGLISH IF YOU SPEAK FAST IS *inglisc if iü spich fa(a)st is* IMPOSSIBLE FOR ME UNDERSTAND *imposib(o)l for me andersten* YOU *iü*
5) Io sono molto lieto di questo QSO con te e ti prego di perdonare i miei errori.	I AM VERY GLAD TO SPEAK WITH *ai em veri gled tu spich uis* YOU AND PLEASE YOU WILL *iü end pliss iü uill* KINDLY EXCUSE MY MISTAKES *caindli eschiuse mai misteichs*
6) Attenzione, ora ti passo il mio controllo.	ATTENTION NOW I GIVE YOU MY *atenscion nau ai ghiv iü mai* REPORT *report*
7) Io ti sento qui come segue: QRK... QSA... Con: (molto buona) oppure (buona) o (non molto buona) modulazione.	I AM HERE RECEIVING YOU AS *ai em hir resivingh iü es* FOLLOW: Q R K ...Q S A... *folo (u) chiü ar chei chiü es ei* WITH (VERY GOOD) oppure (GOOD) *uis veri gud gud* o (NOT VERY GOOD) MODULATION *not veri gud modulescion*
8) Con: (forte) oppure (leggera) o (senza) RAC	WITH: (STRONG) oppure (LIGTH) o *uis strongh lait* (WITHOUT) R A C *uisaut ar ei si*
9) La tua trasmissione è molto buona.	YOUR TRANSMISION IS VERY GOOD *ioar trensmiscion is veri gud* INDEED *indiid*
10) Tu sei: (molto) oppure (poco) o (tu non hai) QRM.	YOU ARE: (MUCH) oppure (LOW) o *iü ar mac (8) loun* (YOU ARE NOT) Q R M *iü ar not chiü ar em*
11) Tu hai (oppure) tu non hai QSB.	YOU ARE oppure YOU ARE NOT *iü ar iü ar not* Q S B *chiü es bi*
12) Sono molto lieto di fare questo ottimo QSO con te e ti prego di passarmi il tuo controllo sulla mia trasmissione, il tuo QTH e il tuo QRA.	I AM VERY GLAD TO MAKE THIS *ai em veri gled tu meich dhis* FINE Q S O WITH YOU AND *fain chiü es o(u) uis iü end* PLEASE TO GIVE ME YOUR REPORT *pliss tu ghiv mi ioar report* ON MY TRANSMISSION, YOUR Q *on mai trensmiscion ioar chiü* T H AND YOUR Q R A *ti eicc end ioar chiü ar ei*
13) Ti prego di sillabare il tuo nome, ecc.	I PLEASE YOU SPELL YOUR NAME. *ai pliss iü spil ioar neim* ecc. . . . .
14) Attenzione G 5 BS rispondi, i 1 PF ti ascolta K.	ATTENTION, G FIVE B S HERE IS *atenscion gi faiv bi es hir is* i ONE P F STANDING BY FOR *ai nòn pi ef stendingh bai for* YOU K PLEASE *iü chei pliss*
15) Pronto, pronto G 5 BS qui i 1 PF che ritorna...	HALLO' HALLO' G FIVE B S *hello (u) hello (u) gi faiv bi es* HERE IS i ONE P F COMING *hir is ai nòn pi ef comingh* BACK (o RETOURNING) *bech riturningh*
16) Molto bene OM, al cento per cento in ottime condizioni...	ALL O K OLD MAN, AT *ol o(u) chei old men et* HUNDRED PER CENT IN VERY *hondred per sent in veri* GOOD CONDITIONS *gud condiscions*
17) Ti ringrazio per il tuo rapporto...	I THANK YOU VERY MUCH FOR *ai dhenk iü veri mac for* YOUR REPORT... *ioar report*

18) Ti chiedo scusa ma non ho sentito la tua comunicazione...

I AM VERY SORRY BUT HAVE
ai em veri sori bat hev
NOT HEARD WELL YOUR
not hird ùel ìoar
COMMUNICATION
comunichescion

---

19) Ti prego ripetere...

PLEASE TO REPEAT...
pliss tu repìit

---

20) Io ti ricevo con...

I AM RECEIVING YOU WITH...
ai em resivingh iù uis

---

21) La propagazione è: (molto cattiva) oppure (buona) oggi.

THE PROPAGATION IS: (VERY
dhi propeghescion is veri
BAD) oppure (VERY WELL) TO DAY
bed veri ùel tu dei

---

22) Il tempo da noi è:

THE WEATHER IS:
dhi uedhar is

buono: VERY FINE HERE;
veri fain hir

nuvoloso: CLOUDY HERE;
clàudi hir

piovoso: RAINY HERE;
re(i)ni hir

nevoso. SNOWY HERE
sno(u)i hir

---

23) Il mio nome è...

MY NAME IS...
mai neim is

---

24) Ti prego inviare la tua QSL a mezzo della A.R.I. Milano.

PLEASE TO SEND ME YOUR Q S
pliss tu send mi ioar chiù es
L CARD BY A R I MILAN
el card bai ei ar ai mailen

---

25) Il mio indirizzo puoi trovarlo nel Call-Book.

MY ADDRES YOU CAN FIND IT IN
mai eddres iù chen faind it in
THE CALL BOOK
dhi col buk

---

26) Io ti spedirò la mia QSL al tuo indirizzo.

I WILL SEND YOU MY Q S L
ai uil send iù mai chiù es el
CARD TO YOUR ADDRES
card tu ioar eddres

---

27) Il mio QTH è...

MY Q T H IS...
mai chiù ti eicc is

---

28) Sono spiacente ma la propagazione non è buona ed io non posso capirti.

I AM VERY SORRY BUT THE
ai em veri sori bat dhe
PROPAGATION IS VERY BAD TO
propeghescion is veri bed tu
DAY AND I CAN NOT UNDERSTAND
dei end ai chen not anderstend
YOU
iù

---

29) Vedi se puoi spostarti di frequenza verso (l'alto) oppure (basso) della gamma.

MAY CHANGE YOUR FREQUENCY
mei ceing ioar friquensi
ON THE (UPPER) oppure (LOW) OF
on dhi apper lonu ov
THE BAND
dhi bend

---

30) Sono obbligato di QRT nella speranza di incontrarti nuovamente in aria in migliori condizioni.

I AM OBLIGE TO Q R T
ai em oblaig(e) tu chiù ar ti
HOPING TO MEET YOU ON THE
hoping tu met iù on dhi
AIR IN BETTER CONDITIONS
èer in bitt'ar condiscions

---

31) Aspetta un momento per favore.

Q R X PLEASE
chiù ar echs pliss

---

32) Ti prego di QRT.

I BEG YOU TO Q R T
ai begh iù tu chiù ar ti

---

33) Molti 73 caro OM e molti DX saluti.

BEST SEVENTY-THREE DEAR O
best seventi dtrìi diar o(u)
M ES MANY D X CHEER-UP
em es meni di echs cir ap

---

34) Qui la stazione italiana i 1 PF termina un piacevole QSO con la stazione inglese G 5 BS.

HERE IS THE ITALIAN STATION
hir is dhi itelien stescion
i ONE P F SIGNING OFF END
ai uòn pi ef signingh of end
CLEAR WITH THE BRITISH
clir uis dhi britisc
STATION G FIVE B S
stescion gi faiv bi es

---

35) Grazie caro G 5 BS e tanti saluti.

THANK YOU DEAR G FIVE B S
dhenk iù diar gi faiv bi es
AND BEST SEVENTY - THREE
end best seventi dtrìi
CHEER - UP
cir ap

NUMERI ORDINALI

1°	= 1st	= FIRST	= *fe(r)st*
2°	= 2nd	= SECOND	= *second*
3°	= 3rd	= THIRD	= *teurd*
4°	= 4th	= FOURTH	= *fo(ur)s*
5°	= 5th	= FIFTH	= *fifs*
6°	= 6th	= SIXTH	= *sichs(i)s*
7°	= 7th	= SEVENTH	= *sevens*
8°	= 8th	= EIGHTH	= *eits*
9°	= 9th	= NINTH	= *nains*
10°	= 10th	= TENTH	= *tens*
11°	= 11th	= ELEVENTH	= *ilevns*
12°	= 12th	= TWELFTH	= *tuelvs*
13°	= 13th	= THIRTEENTH	= *dhe(u)rtins*
14°	= 14th	= FOURTEENTH	= *fo(r)tins*
15°	= 15th	= FIFTEENTH	= *fiftins*
16°	= 16th	= SIXTEENTH	= *sichstins*
17°	= 17th	= SEVENTEENTH	= *seventins*
18°	= 18th	= EIGHTEENTH	= *eitins*
19°	= 19th	= NINETEENTH	= *naintins*
20°	= 20th	= TWENTIETH	= *tuentis*
21°	= 21st	= TWENTY-FIRST	= *tuenti fe(r)st*
22°	= 22nd	= TWENTY-SECOND	= *tuenti second*, etc...
30°	= 30th	= THIRTIETH	= *dhertis*, etc...
40°	= 40th	= FORTIETH	= *fo(r)ts*, etc....
50°	= 50th	= FIFTIETH	= *fiftis*, etc....
60°	= 60th	= SIXTIETH	= *sichstis*, etc....
70°	= 70th	= SEVENTIETH	= *seventis*, etc...
80°	= 80th	= EIGHTIETH	= *eitis*, etc....
90°	= 90th	= NINETIETH	= *naintis*, etc....
100°	= 100th	= HUNDREDTH	= *handreds*
101°	= 101st	= HUNDRED and FIRST	= *handred end fe(r)st*. etc....
200°	= 200th	= TWO HUNDREDTH	= *tùu handreds*
300°	= 300th	= THREE HUNDREDTH	= *trii handreds*, etc....
1000°	= 1000th	= THOUSANDTH	= *tausans*

1.100°	= 1.100th	= ELEVEN HUNDREDTH *ileven handreds*
1.303°	= 1.303rd	= THIRTEEN HUNDRED AND THIRD *dhe(u)rtin handred end teurd*
2.000°	= 2.000th	= TWO THOUSANDTH *tùu tausans*
10.000°	= 10.000th	= TEN THOUSANDTH *ten tausans*
1.000.000°	= 1.000.000th	= MILLIONTH *milions*

SURPLUS... APPARECCHIATURE COMPLEMENTARI PER BC221

a cura di ERNESTO VIGANÒ

Descrivo qui alcuni strumenti che ho riscontrato necessari per estendere il campo di misure effettuabili col BC221. Questo ottimo oscillatore-ondametro ha un mucchio di pregi inerenti alla stabilità, facilità di impiego, ecc., ma non permette di effettuare facilmente allineamenti di super normali, di tarare bobine o piccoli condensatori, ecc. Lo scopo che si prefiggono queste aggiunte è proprio quello di rendere possibile tutto ciò senza toccare minimamente l'interno, e questo per non turbarne le doti sopraddette.

Vediamo anzitutto per alimentarlo. Ci vogliono 135 V con 15 mA per l'alta tensione, mentre per l'accensione solo 6 V a 0,9 A. Nel tipo originale queste tensioni sono ottenute a mezzo di pile a secco, ma per un normale uso in casa od in laboratorio è un mezzo troppo costoso. Meglio ricorrere ad un alimentatore.

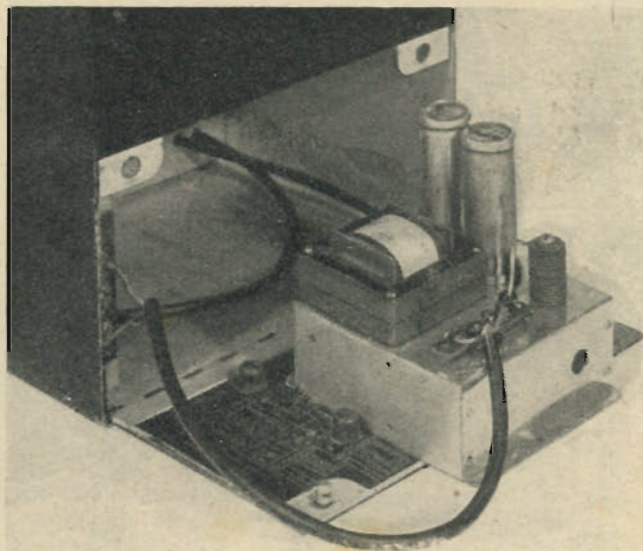
Esaminando il circuito stampato sullo sportello dove venivano inserite le pile ho notato che nel tipo J (il mio) la polarizzazione del catodo della 76 viene ottenuta collegando il catodo stesso con il lato positivo del filamento. Questo naturalmente non è più possibile ora che il filamento verrà acceso in alternata, quindi è stato necessario staccare il collegamento del catodo e connetterlo a terra attraverso una resistenza di 2200 ohm, ½ W anche senza condensatore in parallelo, tanto non vi è necessità di una qualità ottima di bassa frequenza, deve solo servire ad azzerare il battimento col cristallo.

Fatta questa modifica, assolutamente necessaria, ho costruito l'alimentatore. Poca roba: un trasformatore col primario alla tensione della rete luce, un secondario a 6 V ed 1,5 A ed un altro avvolgimento che dà 125 V con 25 mA. (Il lieve eccesso di corrente che può dare il trasformatore è necessario per non avere sicuramente sovraccarichi), un raddrizzatore ad ossido di selenio ad una semionda, due elettrolitici da almeno 30 microfarad (ci vogliono per un perfetto filtraggio, altrimenti il ronzìo dà fastidio quando si cerca il battimento zero) una resistenza da 800 ohm, e W ed un interruttore a pallina, danno esattamente i 135 V in corrente continua richiesti. Il leggero aumento della tensione rispetto il trasformatore è dovuto alla forte capacità dei condensatori di filtro rispetto il consumo.

Un telaino in alluminio da 0,8 mm di spessore e di 11,5 x 11 x 5 cm permette di alloggiarlo, dopo costruito, entro il posto delle pile. Avanzerà anche spazio per eventuali aggiunte. Lo schema, lo schizzo, e le fotografie permetteranno di effettuare una costruzione precisa che del resto non offre alcuna difficoltà.

Si controlleranno le tensioni con un voltmetro a basso consumo e si verificherà che le tensioni non varino di molto dai valori previsti, e che l'apparecchio funzioni regolarmente. Non ho trovata necessaria una regolazione della tensione con valvole al neon perchè le variazioni devono essere estremamente forti per influenzare la stabilità del B.C.

Appena finito l'alimentatore, ho proceduto all'allineamento, per controllo, di una super apparsa tempo fa sulla Rivista, e l'operazione ha avuto pieno successo perchè basata sulle indicazioni del misuratore di campo. Il punto ottimo di accoppiamento l'ho trovato facendo un particolare capacitivo che ha funzionato ottimamente.

I fastidi sono cominciati quando ho voluto ripetere l'operazione sulla super di casa, il B.C. non è modulato e non sentivo che un soffio di altoparlante di cui era assai difficile giudicare l'intensità o meglio le variazioni durante l'operazione. Mi sono arrangiato mettendo un microamperometro in serie alla resistenza di rivelazione, ma questo è un sistema che se è preciso è altrettanto scomodo e non sempre si può fare.

Occorre la modulazione, mi son detto, ma mi seccava toccare il circuito originale. Potevo infilare una nota a 400 od 800 periodi sul suppressore della oscillatrice, ma ripeto, non mi andava. Perciò ho deciso di ricorrere ad una valvola aggiuntiva che facesse da amplificatrice (l'uscita del B.C. è molto bassa) e nello stesso tempo da modulatrice. Dopo aver pensato un po' ho guardato nel cassetto delle valvole e vi ho trovata una ECH4. Quello che ci voleva.

Infatti, ho montato lo stadio modulatore nello spazio, invero un po' ristretto, delle parti di ricambio. Ma ci è stato benissimo. Lo schema dice quanto sia semplice il circuito. Infatti, la ECH4 (anche la E1R va bene, come le corrispondenti americane, dimensioni a parte) non fa altro che amplificare il segnale uscente dal B.C. e convogliato alla griglia principale attraverso un cavetto a bassa capacità, un condensatore di 1000 pF ed una resistenza di fuga di 0,5 ohm. La placca viene caricata da una impedenza ad alta frequenza di caratteristiche tali da soddisfare le gamme che interessano (non dimenticate che il B.C.221 ha due sole gamme e copre tutte le altre a mezzo delle armoniche) e attraverso un condensatore da 600 pF il segnale si porta su un potenziometro a carbone da 25.000 ohm, il cui cursore è collegato alle boccole di uscita con altro condensatore da 1000 pF addirittura. I condensatori sono assai forti di capacità per non dare la minima attenuazione qualunque sia la frequenza e servono solamente a separare i circuiti percorsi da corrente continua o servire da protezione. Così ci si può collegare anche su una placca senza bisogno di usare altri condensatori e mantenere la schermatura del cavetto di collegamento fino al punto desiderato senza che il segnale possa entrare altrimenti nel circuito.

La modulazione è ottenuta semplicemente facendo oscillare il triodo e prendendo il segnale a 400 periodi attraverso un condensatore da 0,1 mF e portandolo sulla grigia di iniezione con un

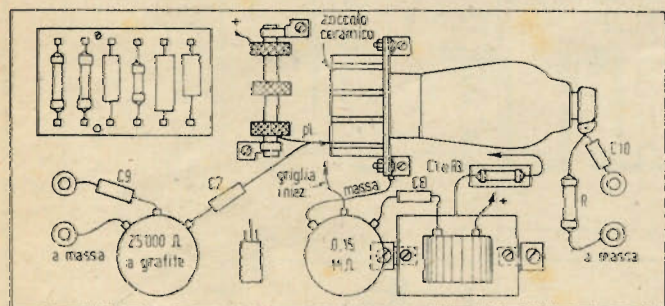



Fig. 1. - *Disposizione dei vari elementi del telaio del modulatore. Vedi anche la fig. 3.*

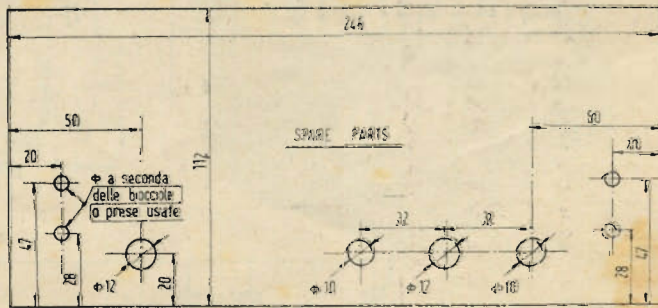



Fig. 2. - *Pannello del modulatore. Non sono segnati i fori per le viti di sostegno dei vari componenti, dipendendo quelli dalle dimensioni di questi.*

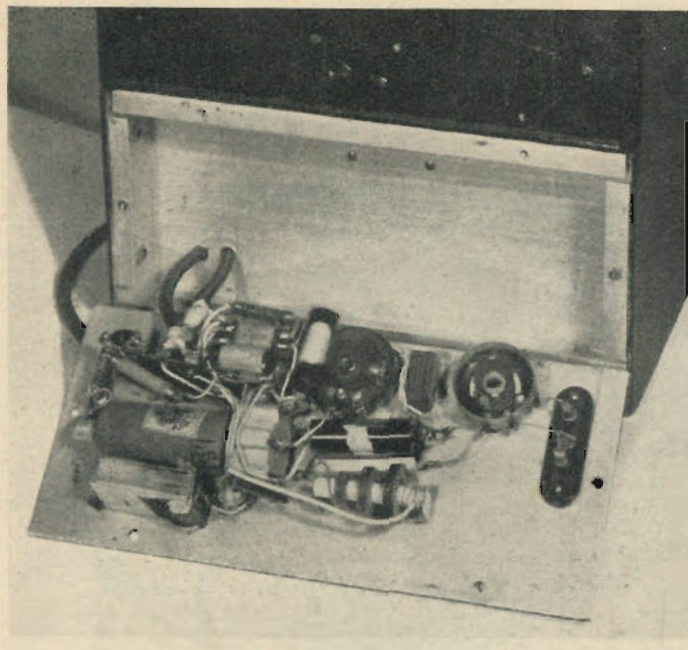



Fig. 3. - *Aspetto del complesso modulatore. Sono visibili i vari elementi secondo la disposizione di fig. 1.*

Fig. 1. - *Schemi circuitali del modulatore e dell'alimentatore. Vedi distinta materiale in calce all'articolo.*

potenziometro da 0,25 ohm collegato a terra e non al catodo per polarizzare un po' la griglia ed evitare che diventi positiva. Il segnale naturalmente deve essere regolato col potenziometro al punto giusto e cioè tale da non generare corrente di griglia. Questo potrà essere ottenuto ponendo un milliamperometro in serie al potenziometro dalla parte del collegamento a massa ed osservando se accenna a muoversi durante la modulazione. Se questo si dovesse verificare basterà aumentare la resistenza di griglia oscillatrice, aumentando così la polarizzazione, variando il condensatore relativo se la nota dovesse cambiare, o facendo un partitore ponendo una resistenza adatta in serie al potenziometro. D'altronde la profondità di modulazione non deve superare il 30% circa. Se poi si porrà una impedenza di qualche centinaio di henry in serie a quella ad alta frequenza sulla placca della ECH4 con un condensatore di un migliaio di picofavard in pa-

(segue a pagina 281)

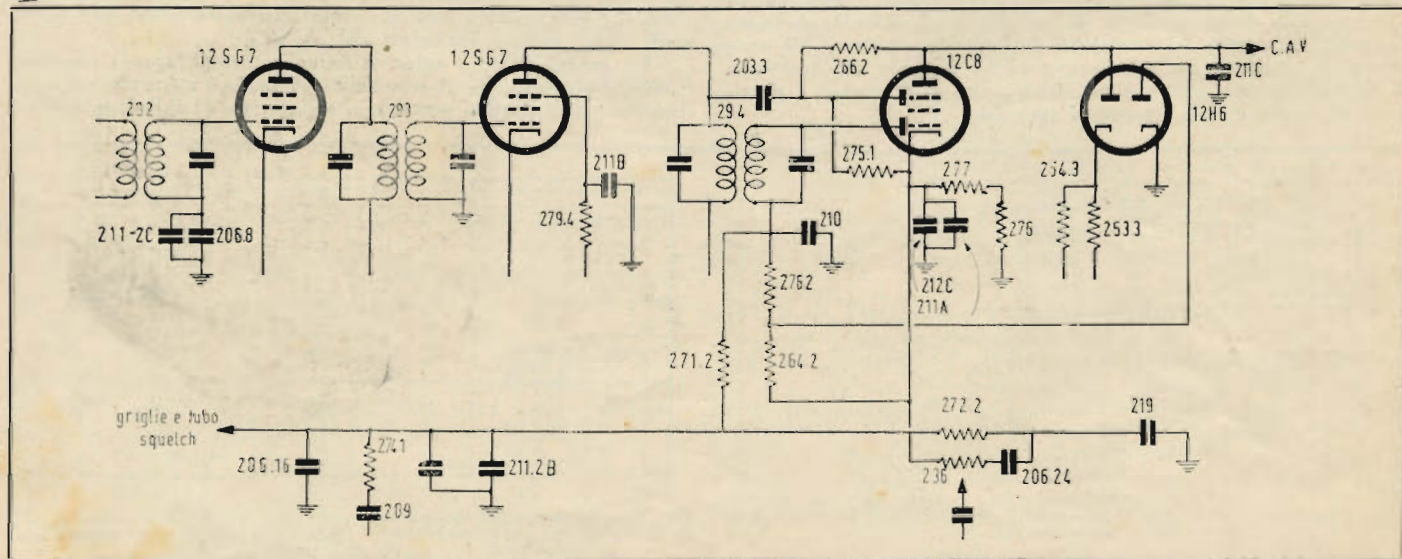
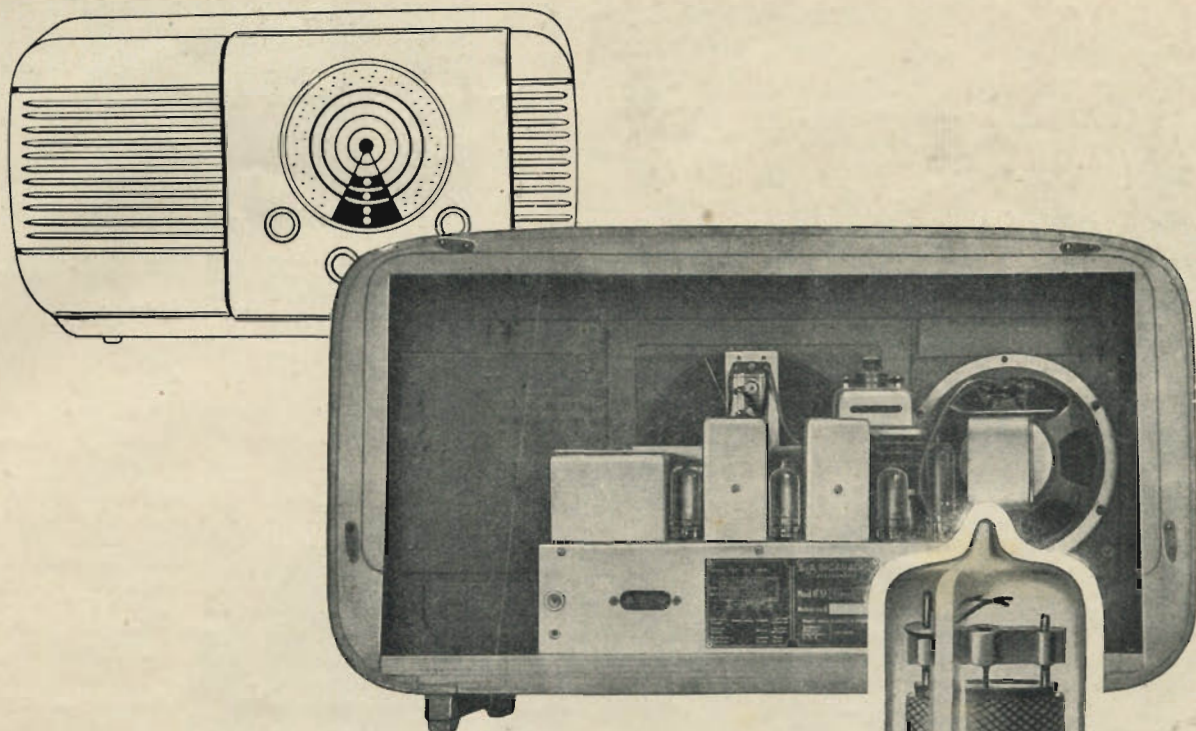
SURPLUS... IL RICETRASMETTITORE BENDIX VHF SCR 522

NOISE SUPPRESSOR NEL BC 624 A

a cura di Gerardo Gerardi (i1PF)

Ho visto con piacere che la rubrica « Surplus », da me iniziata su « l'Antenna », ha incontrato interesse e collaborazione da parte dei lettori; spero che quest'ultima non venga mai meno, assicurando così la continuità di queste note che ritengo utili. Augurandomi ciò, vi completo la mia precedente trattazione del complesso Bendix SCR 522 fornendo schema e dati del ricevitore BC 624 A modificato con il *noise suppressor*.

Valori:

266.2	= R 270	kohm	=	di filtro CAV;
275.1	= R 470	»	=	di carico del diodo;
264.2	= R 10	»	=	½ carico del diodo;
276.2	= R 18	»	=	½ carico del diodo;
271.2	= R 82	»	=	limitatrice polarizzazione base;
272.2	= R 120	»	=	limitatrice di carico;
253.3	= R 330	ohm	=	polarizzazione diodo del CAV;
254.3	= R 6.8	kohm	=	polarizzazione diodo del CAV;
279.4	= R 47	»	=	di schermo 3ª MF;
203.3	= C 47	pF	=	accoppiamento diodo del CAV;
219	= C 0,001	mF	=	di fuga sul catodo;
206.24	= C 0,0068	»	=	accoppiamento di BF;
211.2A	= C 0,1	»	=	di filtro;
211.2B	= C 0.1	»	=	di filtro;
211.2C	= C 0.1	»	=	di fuga griglia 2ª MF.

le valvole "Miniwatt"

serie RIMLOCK

sono adottate dalle migliori case

Serie U universale

Serie E a 6,3 Volt.

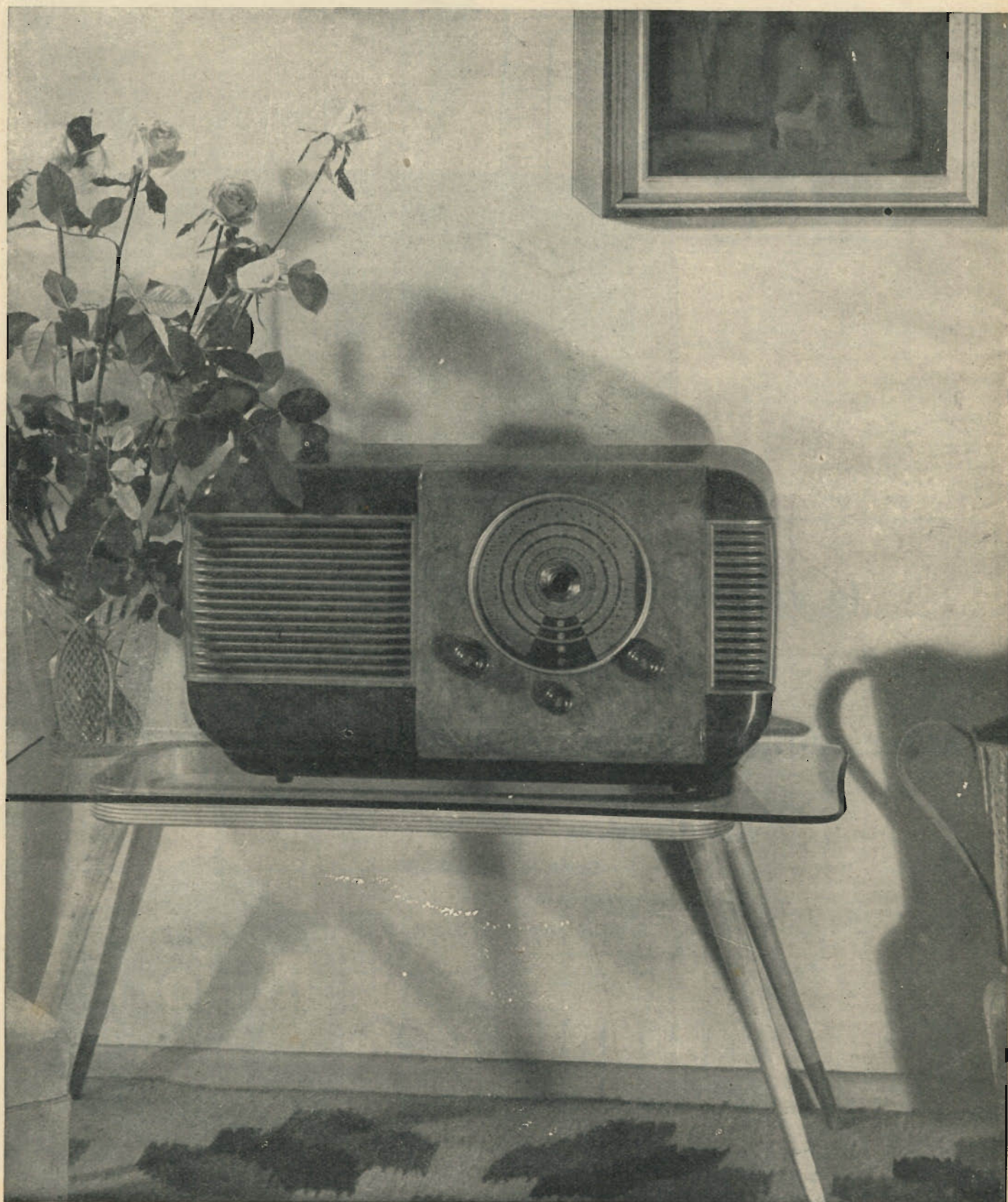
Serie per Autoradio

Serie per F. M. e per Televisione

PHILIPS

RECENTISSIME IMCARADIO

I PANGAMMA AM/FM

Tre modelli (un midget - due radiofoni) sono in produzione e in vendita

Il Pangamma Mod. IF 121 Midget (Foto Porta)

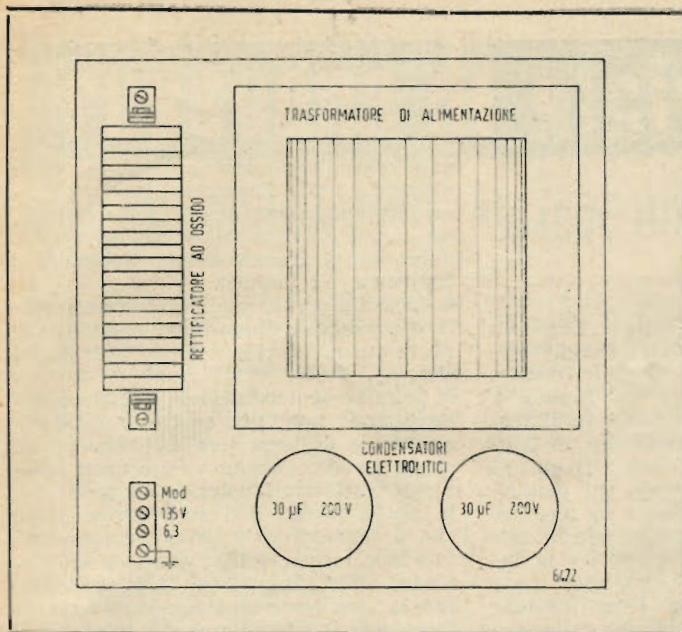



Fig. 5. - *Telaio dell'alimentatore. La resistenza da 800 ohm è saldata direttamente ai capi degli elettrolitici.*

rallelo verso massa si potrà ricavare anche il segnale a bassa frequenza. Questo non l'ho fatto non avendone necessità e quindi non posso far altro che dire provate.

Il cavetto di collegamento tra il modulatore e l'apparecchio in prova deve essere di bassa capacità ed avere un buon isolamento, di almeno 500 V, per quando si connette il segnale in placca.

Il poter variare la profondità di modulazione durante le prove ha molta importanza quando ci sia da controllare oltre all'allineamento anche il C.A.V. o la rivelazione, mentre a volume zero la modulazione è assente.

La disposizione dei vari elementi è chiara nelle foto e nei disegni, i comandi sul pannello del B.C. sono da sinistra a destra: boccòle di entrata a radiofrequenza, profondità di modulazione, interruttore generale, ampiezza del segnale uscente modulato o no, boccole di uscita. L'interruttore l'ho posto sul pannello per comodità, mentre quando si desideri escludere la parte modulatrice si dovrà aprire lo sportello posteriore e sconnettere la relativa alimentazione dai serrafili interni. Si potrebbe anche montare un interruttore sul filamento della ECH4 che basterebbe non essendoci partitori di tensione in questa parte del circuito.

E per ora basta. Prossimamente vedremo altre aggiunte che potranno allargare il campo di uso di questo ottimo strumento.

Materiale usato: C1=C2=10.000 *pF, mica;* C3=25 *mF,* 15 *Vl;* C4=C5=C6=0,5 *mF;* C7=600 *pF, mica;* C8=0,1 *mF;* C9=C10==1000 *pF, mica;* R1=0,1 *M;* R2=0,15 *M;* R3=50-100 *k;* R4=1 *k;* R5=R8=25 *k;* R6=150 *ohm;* R7=15 *k;* J=8-10 *mH.*

PALLONI DI PLASTICA
PER STUDIARE I RAGGI COSMICI

L'UNIVERSAL PRESS comunica che i laboratori aeronautici della General Mills Company hanno costruito per conto dell'Ufficio delle Ricerche Navali un pallone di plastica che supera di gran lunga in grandezza tutti quelli precedentemente costruiti. Palloni di questo tipo sono usati per studiare i raggi cosmici, i quali sono probabilmente la chiave di molti misteri atomici. Il nuovo pallone è capace di portare un carico doppio di strumenti dei modelli precedenti ed è già stato innalzato ad oltre 32.000 metri dalla superficie terrestre. Esso è fatto di strisce sottolissime di polietilene (sostanza plastica comunemente usata per gli imballaggi). L'eccezionale grandezza del pallone in questione è dovuta all'uso di speciali nastri che legano insieme le strisce di materia plastica. Quand'è completamente gonfiato esso raggiunge un diametro di oltre 35 metri ed un'altezza di quasi 40: il suo volume è di 25.000 metri quadrati. Gli strumenti che vengono posti nella navicella del pallone servono a registrare le particelle dei raggi cosmici che bombardano costantemente la Terra dagli spazi celesti. Tali strumenti devono essere elevati al di sopra dell'atmosfera terrestre, ossia ad una altezza ove giungono le particelle prodotte direttamente dai raggi cosmici. Gli esperimenti con questo pallone sono stati iniziati in questi giorni con successo.

LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE (PARTE QUARTA)

PROPRIETÀ DEI CIRCUITI DIFFERENZIANTI E INTEGRANTI

(segue da pagina 264)

Ponendo nella [17] e [18] $L/R = t$ si ottiene rispettivamente:
dalla [17]: $i_L = I\,e^{-1} = I/e = 0{,}37\,I$;
dalla [18]: $i_L = V/R\,(1 - e^{-1}) = V/R\,(1 - 0{,}37) = 0{,}63\,V/R$
che confermano quanto si è detto sul significato della costante di tempo.

In fig. 16 *a*) si sono riportati i grafici della corrente i_L della tensione v_L ai capi dell'induttanza L (uscita differenziata) e della tensione v_R ai capi della resistenza R (uscita integrata) in funzione del tempo computato in unità di costante di tempo L/R, nei periodi di scarica del circuito su se stesso. Analogamente in fig. 16 *b*) si sono riprodotte le stesse grandezze relativamente ai periodi di carica, quando cioè agisce una tensione V applicata di ampiezza costante.

Diamo qui di seguito le equazioni del circuito a resistenza R e induttanza L in serie, nonchè le equazioni del rapporto della resistenza all'impedenza del circuito per l'uscita integrata (ai capi della resistenza R) e del rapporto della reattanza alla stessa impedenza per l'uscita differenziata (ai capi dell'induttanza L) tenendo presente che la prima coincide al rapporto v_R/V della tensione ai capi della R alla tensione di alimentazione di pulsazione ω, mentre la seconda coincide col rapporto v_L/V della tensione ai capi dell'induttanza L alla stessa tensione di alimentazione V:

1) Modulo dell'impedenza e suo angolo caratteristico per il circuito R, L:

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \qquad [19]$$

$$\varphi = artg\,(\omega L/R) \qquad [19\ bis]$$

2) Modulo del rapporto v_R/V e angolo di fase φ_R (ritardo) della v_R rispetto alla V per il circuito integrante R, L:

$$\frac{v_R}{V} = \frac{R}{Z} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \qquad [20]$$

$$\varphi_R = artg\left(-\frac{\omega L}{R}\right) \qquad [20\ bis]$$

3) Modulo del rapporto v_L/V e angolo di fase φ_L (anticipo) della v_L rispetto alla V, per il circuito differenziante R, L:

$$\frac{v_L}{V} = \frac{X}{Z} = \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \qquad [21]$$

$$\varphi_L = artg\,\frac{R}{\omega L} \qquad [21\ bis]$$

Dalle [20] e [21] è facile ricavare v_R e v_L, noti che siano R, L, V, e si faccia attenzione che queste equazioni sono valide per tensioni di alimentazione non impulsive.

Dal confronto delle [14], [14 bis], [15], [15 bis] con le [20], [20 bis], [21], [21 bis] si rileva che le equazioni del circuito R, L si deducono da quelle del circuito R, C semplicemente sostituendo la costante di tempo L/R alla costante di tempo RC, tenendo presente che alla tensione di uscita v_R e v_C del circuito R, C corrispondono le tensioni di uscita v_L e v_R rispettivamente del circuito R, L; in altre parole la [20] (che fornisce la v_R per il circuito a resistenza e induttanza) si deduce dalla [15] (che fornisce la v_C per il circuito a resistenza e capacità) con l'accennata sostituzione della cost. di tempo; analogamente la [21] si deduce dalla [14], la [20 bis] dalla [15 bis] e la [21 bis] dalla [14 bis].

Nella pratica il circuito R, L trova assai minor impiego del circuito R, C nella realizzazione di reti differenzianti o integranti per i seguenti motivi:

1) La resistenza ohmica dell'avvolgimento costituente la induttanza non è trascurabile ed è causa di distorsione nella forma d'onda ottenuta all'uscita.

2) Il circuito può entrare in autooscillazione sulla frequenza di risonanza propria della bobina e della sua capacità distribuita.

3) Non si può ottenere un'ampia gamma di costanti di tempo L/R (ciò che è possibile col circuito R, C), perchè generalmente la resistenza della bobina aumenta colla sua induttanza, per cui il rapporto di queste due grandezze varia lentamente entro limiti non sufficientemente ampi.

(continua)

notiziario industriale

GENERATORE DI SEGNALI CAMPIONE GR 1021-A

PER FREQUENZE DA 50 A 920 MHz

Il nuovo generatore di segnali campione Tipo 1021-A svolge a frequenze molto elevate ed ultra elevate tutte le funzioni del comune generatore per segnali campione che è generalmente limitato a frequenze molto più basse.

Il suo uso principale è la determinazione delle caratteristiche di radioricevitori e di circuiti nei laboratori tecnici ed in sede di produzione. Inoltre esso è una sorgente conveniente e ben schermata di potenza per misure con ponti, comparatori d'impedenza e linee ad apertura longitudinale.

In combinazione con un semplice modulatore a diodo a cristallo (tipo 1000-P6) e una sorgente di segnali video, esso può essere usato per produrre modulazione video per televisione su tutti i canali da 50 a 920 MHz.

Col modulatore di ampiezza Tipo 1023-A, l'uscita del generatore fino a 250 MHz, può essere modulata ad una determinata percentuale a frequenze audio, senza alcuna apprezzabile modulazione in frequenza incidentale.

Una modulazione di ampiezza interna è disponibile per quegli usi nei quali una piccola entità di modulazione di frequenza incidentale è tollerabile.

Poichè il sistema a commutazione di portata non è pratico a queste frequenze, sono usati due complessi oscillatori separati, ciascuno col proprio attenuatore e rettificatore per misurare la tensione d'uscita. L'unità per frequenze molto elevate (V-H-F Unit) copre frequenze da 50 a 250 MHz, mentre l'unità per frequenze ultra elevate (U-H-F Unit) quelle da 250 a 920 MHz. Una terza unità, il complesso alimentatore, fornisce l'alimentazione ai filamenti ed alle placche, il complesso per la modulazione di ampiezza a frequenze audio ed uno strumento per indicare la tensione di uscita e la percentuale di modulazione.

Oscillatori a radio frequenza

Strutturalmente, le due unità oscillatrici della portante sono molto simili. Esse differiscono nella gamma delle frequenze portanti coperte, ma ciascuna di esse usa come elementi di sintonizzazione un circuito a farfalla (butterfly), nel quale i componenti induttivi e capacitivi si integrano meccanicamente e la sintonia si ottiene mediante la variazione simultanea di entrambi senza l'uso di contatti striscianti. La unità per frequenze ultra elevate (U-H-F Unit) usa un circuito butterfly simmetrico del diametro di mm 62,5 adatto per l'uso col triodo Sylvania per frequenze ultra elevate Tipo 5767, mentre l'unità per frequenze molto elevate (V-H-F Unit) usa un semi-butterfly da 10,5 mm con un doppio triodo miniatura Tipo 12AT7 di tipo standard inserito in push-pull.

Complesso alimentatore

Il complesso alimentatore fornisce la alimentazione stabilizzata per la placca ed i filamenti dell'oscillatore. Una valvola modulatrice è inserita in un semplice circuito oscillante L-C e fornisce la modulazione di ampiezza interna a 1000 cicli al secondo o come amplificatore permette la modulazione in ampiezza sulla gamma delle frequenze audio. Un unico strumento sul pannello viene usato per indicare la tensione di uscita della portante e la percentuale di modulazione e per controllare la taratura del rivelatore a cristallo usato nel misuratore d'uscita. Una tensione interna di taratura derivata dalla alimentazione stabilizzata è disponibile per tale prova.

Sistema d'uscita

Un'uscita da 0,5 microvolt a 1,0 volt ad una impedenza d'uscita interna di 50 ohm è disponibile ad un connettore coassiale sul pannello. Questa uscita è ottenuta attraverso un attenuatore a mutua induttanza (tipo a guida d'onda sotto la frequenza di taglio). Un cavo coassiale connette l'attenuatore ad un voltmetro a cristallo sul pannello frontale. A valle del voltmetro vi è una resistenza di 50 ohm che determina la impedenza d'uscita. L'elemento rettificatore del voltmetro ed il suo montaggio sono simili al rettificatore voltmetrico Tipo 874-VR. Lo strumento indicatore è nell'unità alimentatrice Tipo 1021-P1. A 920 MHz l'errore del voltmetro causato dalla risonanza è circa + 6 %.

Tensioni fra 0,5 V e 2 V sono indicate direttamente dal misuratore d'uscita. Poichè lo strumento è collegato in parallelo sull'uscita dell'attenuatore, esso non dà lettura nelle posizioni basse della tensione d'uscita.

Per tensioni sotto ai 0,5 V l'uscita è prima messa su 0,5 V, come indicato dallo strumento e l'indice aggiustabile dell'attenuatore è portato dal punto 0,5 V sul quadrante dell'attenuatore che è calibrato fino a 0,5 microvolt. Altre basse tensioni d'uscita sono allora determinate accuratamente dalla posizione del quadrante dell'attenuatore, finchè il carico non è cambiato. In questo sistema d'uscita, la precisione della tensione d'uscita al terminale sul pannello è determinata solo dalla precisione del voltmetro e dell'attenuatore.

Il sistema d'uscita differisce dalla sistemazione convenzionale, per cui il campo all'ingresso dell'attenuatore è campionato da una sonda ed indicato sullo strumento del pannello. La tensione di uscita è pertanto indipendente dal carico e l'impedenza interna è quella vista guardando verso il cavo dell'attenuatore terminato in una bobina di accoppiamento e una resistenza. Tale sistema convenzionale può essere fatto funzionare soddisfacentemente a frequenze fino ad alcune centinaia di megahertz, ma alle frequenze più alte, maggiori tensioni d'uscita e più accurate indicazioni di tensioni possono essere ottenute col sistema usato in questo generatore.

Modulazione

Un sistema di modulazione interna di ampiezza d'applicazione generale viene utilizzato nello strumento. Può pure essere applicata una modulazione esterna, ma non è prevista l'applicazione di modulazione di frequenza o modulazione a frequenze ad impulsi.

L'oscillatore è modulato direttamente e conseguentemente una modulazione di frequenza incidentale è inerente al sistema.

Quando la modulazione di frequenza incidentale non può essere tollerata e quando si desidera una modulazione ad ampia banda, possono essere usati complessi modulatori esterni, operanti sulla parte uscita dell'attenuatore. Dato che il modulatore è isolato dall'oscillatore per mezzo dell'attenuatore la reazione sulla frequenza dell'oscillatore con la sua conseguente modulazione in frequenza incidentale, è del tutto inapprezzabile.

Una modulazione percentuale può essere aggiustata accuratamente fino ad un massimo dell'80 %.

Per modulazione in ampiezza, senza modulazione in frequenza incidentale, sull'intera gamma del generatore di segnali campione Tipo 1021-A è raccomandato il semplice modulatore a cristallo a diodo Tipo 1000-P6. L'uscita di questo modulatore è dell'ordine di 10 millivolt. E' possibile produrre segnali video per televisione su tutti i canali da 50 a 920 MHz. Una conveniente sorgente di segnali campione video per televisione è un normale ricevitore televisivo sintonizzato su una stazione locale.

Caratteristiche del tipo 1021-AU

Gamma frequenza portante: da 250 MHz a 920 MHz in una gamma.

Taratura frequenza: a lettura diretta ± 1 %.

Tensione d'uscita: continuamente aggiustabile da 0,5 microvolt a 1,0 volt a circuito aperto.

Impedenza d'uscita: 50 ohm ± 10 %.

Precisione tensione d'uscita: la precisione generale della tensione d'uscita è migliore del ± 20 %. La precisione di taratura del voltmetro d'uscita fra 0,5 e 1,0 V è migliore del ± 10 %. La precisione di taratura del quadrante dell'attenuatore per tensioni fra 1,0 microvolt e 0,1 è migliore del ± 5 %; da 0,1 V a 0,5 V è migliore del ± 10 %. A 920 MHz l'errore di risonanza nel voltmetro è di + 6 %.

Modulazione d'ampiezza aggiustabile da 0 al 50 %. Interna, 1000 Hz ± 5 %. Esterna, lineare piatta entro 3 dB da 30 cicli a 15 Hz. Per modulazione del 50 %, l'oscillatore audio esterno deve fornire 12 V su un carico di 100 kohm.

Distorsione inviluppo: approssimativamente 5 % con modulazione al 50 %.

Livello di rumore il livello di rumore della portante corrisponde a circa il 0,2 % di modulazione.

Modulazione di frequenza incidentale per una modulazione di ampiezza del 50 % la modulazione di frequenza incidentale è approssimatamente 100 parti per milione per frequenze fino a 400 MHz e circa 1000 parti per milione a 20 MHz.

Dispersione: campi vaganti e tensione d'uscita residue non possono essere

(segue a fianco)

rassegna della stampa

DAL MULTIVIBRATORE AL CONTATORE BINARIO

TOUTE LA RADIO, NOV. 1950 — F. HAAS

Il multivibratore classico è costituito da un amplificatore a due stadi con accoppiamento RC.

Supponendo il circuito aperto nel punto × si osserva che dopo una doppia inversione di fase, la tensione in entrata è in fase con quella di uscita.

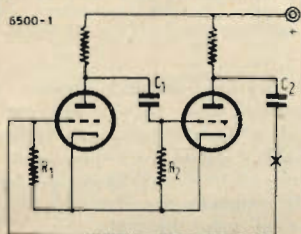



Fig. 1. - *Multivibratore classico*

Si avrà dunque una oscillazione a condizione che il guadagno totale dell'amplificatore sia superiore ad 1. Questo montaggio possiede due stati di equilibrio instabile definiti dalla conduzione e dal blocco dei due tubi e la durata di ciascun stato dipende essenzialmente dalle costanti di tempo R1-C1 e R2-C2.

***Fig.* 2.** — Questo montaggio differenzia dal precedente solo dal fatto che il catodo del T2 è polarizzato in maniera da bloccare il tubo stesso quindi non oscillerà. Se noi applichiamo un impulso negativo alla griglia del T1, questo arriverà alla griglia del T2 con polarità inversa e sbloccherà momentaneamente questo tubo, il quale — a sua volta — restituirà il segnale alla griglia del T1. Dopo un ciclo completo si ha un arresto fino ad un nuovo impulso.

Fig. 2. - *Circuito flip-flop*

Questo montaggio viene denominato *flip-flop* ed ha una certa analogia con un bilancere d'orologio: un impulso esterno mette in moto il sistema che si arresta dopo un periodo di tempo determinato dalle costanti d'accoppiamento R1-C1 e R2-C2.

Abbiamo un stato di equilibrio stabile ed uno instabile.

Fig. 3. - *Altro circuito flip-flop. La griglia di T2 è polarizzata*

***Fig.* 3.** — Un altro flip-flop un po' differenti dal precedente. Anzi T2 è fortemente polarizzato dalla griglia e non dal catodo. Ci si può meravigliare nel constatare che la griglia del T1 ritorni al + e non a massa. Questa variante non ne modifica il funzionamento ma permette al tubo 1 di sbloccarsi più rapidamente poichè la sua carica negativa scorre più veloce. Come tutti i flip-flop questo montaggio è caratterizzato dal fatto che un solo impulso è necessario per produrre un ciclo di funzionamento completo. Fra le altre applicazioni permette la realizzazione di basi di tempi a corsa unica.

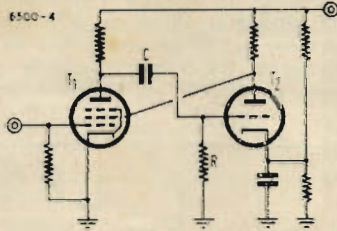



Fig. 4. - *Circuito flip-flop con accoppiamento diretto tra T1 e T2*

***Fig.* 4.** - Questo flip-flop che utilizza un triodo ed un pentodo si distingue dal precedente perchè ha un accoppiamento diretto fra T2 e T1 ed un accoppiamento RC tra T1 e T2. Un impulso negativo sulla griglia di T1 sblocca momentaneamente T2 che rimanda l'impulso su T1. La durata del regime instabile è determinata dal prodotto RC. E' evidente che riducendo la polarizzazione di T2 il montaggio funzionerà come multivibratore. Si può quindi affermare che se una delle condizioni limite è definita dal bloccaggio del tubo accoppiato direttamente (o con polarizzazione appropriata) noi avremo un equilibrio stabile. Necessita una causa esterna per il funzionamento. Per contro se il bloccaggio della condizione limite è ottenuto per mezzo dell accoppiamento RC, l'equilibrio ottenuto è instabile.

Fig. 5. - *Circuito flip-flop con accoppiamento diretto tra T1 e T2 ottenuto mediante la resistenza comune di catodo*

***Fig.* 5.** — Ancora un flip-flop con un accoppiamento diretto ed un altro RC ottenuto con una resistenza di catodo comune ai due catodi.

In questo montaggio T2 funzionerà normalmente fintanto che T1 è bloccato dalla caduta di tensione prodotta da T2 nella resistenza comune di catodo. Un impulso positivo sulla griglia T1 renderà momentaneamente conduttivo questo tubo e l'impulso negativo alla sua placca sbloccherà T2 per la griglia ciò che diminuirà ancora la polarizzazione di T1. Quando C si sarà scaricato T1 sarà bloccato di nuovo. Come i precedenti questo montaggio può funzionare diversamente con lievi modifiche. Così mettendo la R di T2 a massa si avrà un multibratore oppure chiudendo sul positivo la R. di T1.

Fig. 6. - *Montaggio ad accoppiamento diretto per resistenza tra anodi e griglie*

***Fig.* 6.** — Mettendo al posto di C della figura precedente una resistenza R1 si sarà dotato il montaggio di due accoppiamenti diretti. Per dare a T2 una normale polarizzazione malgrado l'accoppiamento diretto, la resistenza R è attraversata da una forte tensione negativa. In assenza di tensione alla entrata T2 conduce e T1 è bloccata. Non appena una tensione positiva è presente all'entrata T1 si sblocca e come la sua placca diventa meno positiva, blocca T2. Questo montaggio ha di particolare di avere due equilibri stabili. Infatti mancando un accoppiamento per condensatore non vi è nessuna ragione che il circuito abbandoni una posizione di equilibrio per un'altra.

Fig. 7. - *Calcolatore binario, non differisce dal multivibratore se non per le resistenze di accoppiamento diretto tra anodi e griglie*

***Fig.* 7.** — Ritorno al multivibratore classico con 2 accoppiamenti diretti al posto delle due C. Questo montaggio ha le stesse proprietà fondamentali che il prece-

---

(*segue da pag. 282*)

rilevabili da un ricevitore avente una sensibilità da 2 a 3 microV.

Morsetti terminali coassiali del Tipo 874 sono disposti per connessione all'uscita.

Alimentazione 115 o 230 V 50-60 Hz.

Caratteristiche del Tipo 1021-AV

Come il tipo 1021-AU sopra descritto, eccetto le seguenti:

Gamma frequenza portante: da 50 MHz a 250 MHz in una gamma.

Modulazione di frequenza incidentale: per una modulazione di ampiezza del 50 % la modulazione di frequenza incidentale è circa 100 parti per milione per frequenze fino a 100 MHz e circa 500 parti per milione a 250 MHz.

Si ricorda che la **General Radio Co.** è rappresentata in Italia dalla **Ing. S. & Dr. G. Belotti** di Milano.

dente circuito: possiede cioè due posizioni di equilibrio stabile.

Viene chiamato « Scale of two » tradotto in « contatore binario ». Lo « Scale of two » è alla base di tutto il sistema di calcolo elettronico poichè è sufficiente montare un certo numero di stadi identici affinchè ad ogni impulso il computo avanzi di uno stadio. Se la sua applicazione è recente la sua scoperta fu fatta nel lontano 1919 da Eccles e Jordan.

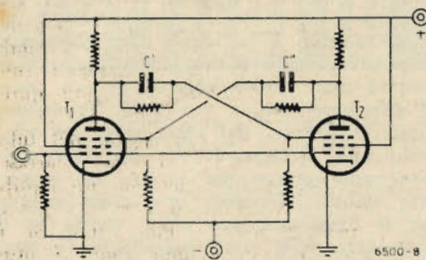



Fig. 8. - *Calcolatore binario montato con pentodi*

A conclusione di quanto su esposto si ottiene un calcolatore binario stabilizzando un multivibratore con due accoppiamenti diretti. Questa condizione non è però sufficiente, bisogna che le polarizzazioni dei due tubi siano di valore conveniente.

Fig. 8. — Contatore binario che utilizza due pentodi. In tutti i montaggi per contatori elettronici ha somma importanza la buona utilizzazione dell'impulso di comando. Qui un miglioramento importante — dovuto a Reich — è ottenuto utilizzando le placche e le griglie di soppressione per l'accoppiamento; così che le griglie di controllo restano libere per ricevere gli impulsi per ottenere il passaggio da un regime a l'altro.

Occorrono *due* impulsi per un ciclo completo. I condensatori C1 e C2 che schermano le resistenze di accoppiamento nelle figure da 6 a 9 hanno il solo scopo di mantenere un fronte rigido agli impulsi di comando annullando l'effetto delle capacità parassite.

Il loro valore è dell'ordine dei 10-30 pF.

Fig. 9. — Nel calcolatore fig. 7 si possono applicare gli impulsi di comando alle griglie attraverso condensatori di bassa capacità. In queste condizioni il funzionamento non è molto sicuro. E' meglio utilizzare un diodo il cui compito consiste nello smistare ciascun impulso sulla placca appropriata e non su quella che non la deve ricevere. La figura mostra come si può ottenere ciò. Il tubo che funziona è percorso da una corrente anodica relativamente forte e che crea una forte caduta di tensione nella sua resistenza di placca. Il diodo corrispondente diventa molto negativo e non lascia passare l'impulso di comando che viene trasmesso unicamente al tubo bloccato. *

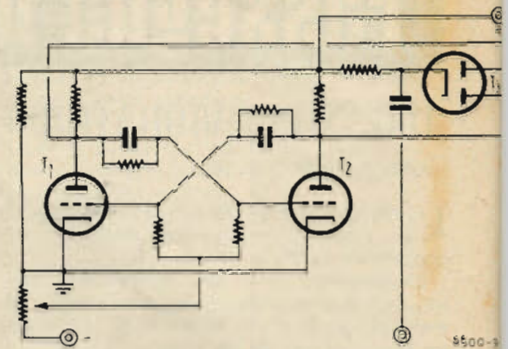



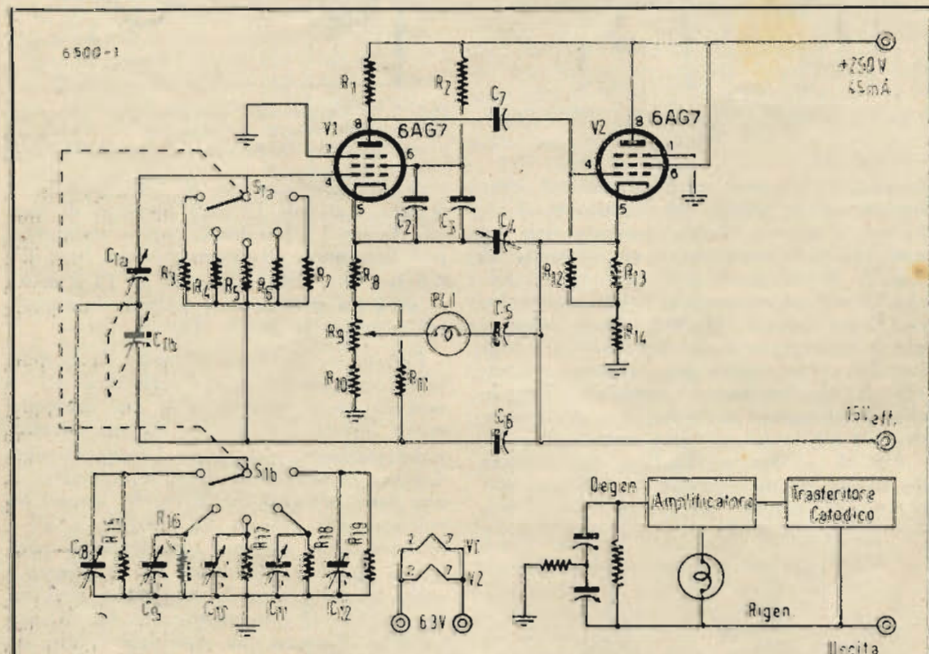
Fig. 9. - *Gl'impulsi sono iniettati agli anodi del calcolatore binario attraverso gli anodi corrispondenti di un duodiodo*

OSCILLATORE RC A LARGA BANDA

RADIO & TELEVISION NEWS SETT. 1950

a cura di R. BIANCHERI

È questo un generatore che in cinque gamme fornisce segnali la cui frequenza può essere variata con continuità da 20 periodi a 2 MHz. Il circuito qui riprodotto in figura 1 è assai semplice e l'intera realizzazione può essere assai compatta. Negli oscillatori RC sinora noti la frequenza superiore si aggira nell'intorno dei 200 kHz: questo nuovo tipo di generatore fa uso di un tubo amplificatore seguito da un tubo separatore di catodo, la uscita è quindi su bassa impedenza e la tensione è costante. Il circuito ha due vie di reazione: un circuito di accoppiamento fra catodo e catodo ed un circuito griglia catodo in cui è compreso un ponte a T, mentre il primo circuito fornisce reazione positiva il secondo invece fornisce reazione negativa: l'innesco delle oscillazioni avviene per il minimo valore di reazione negativa. La forma d'onda in uscita è a bassa distorsione ed il suo valore mantiene costante sui 15 V. Usando un'opportuna schermatura lo stesso chassis può incorporare l'alimentatore in corrente alternata, senza che si corra il rischio che l'oscillatore entri in sincronismo con la frequenza di rete, inoltre la stessa custodia può incorporare pure uno stadio amplificatore di potenza d'uscita. Nell'esecuzione del cablaggio si dovrà tenere presente la bassa capacità dei fili stessi, i valori dei singoli componenti dovranno mantenersi in una rigida tolleranza questo porterà ad una più agevole taratura che in questo caso verrà fatta su una sola gamma agendo unicamente sui compensatori dei condensatori variabili. La procedura più breve per la taratura di un simile generatore è quella facente uso di un generatore tarato e di un oscillografo a raggi catodici. Nella realizzazione pratica l'isolamento dei condensatori variabili potrà essere eseguito fissando questi su una piastra di bakelite e che sarà pure conveniente eseguire il montaggio delle resistenze su basetta con terminali. All'alimentazione di questo generatore potrà provvedere un tubo 5Y3 oppure 6X5 essendo l'assorbimento totale di corrente di 45 mA alla tensione di 250 V.

Se la tensione efficace di 15 V fosse bassa e si desiderasse elevarla bisognerà accoppiare all'uscita un amplificatore a larga banda passante sino a 2 MHz essendo questo il limite superiore del generatore in oggetto. L'uso di questo generatore si estende dal campo della BF agli ultrasuoni, da questi alle onde lunghe, onde medie per terminare nel campo delle onde medio-corte.

Distinta materiale: R1 = R14 = 1,5 k, 6 W; R2 = 27 k, 2 W; R3 = 30 M, 1 W (20 ÷ 200 Hz); R4 = 3 M, 1 W (0,2 ÷ 2 kHz); R5 = 300 k, 1 W (2 ÷ 20 kHz); R6 = 30 k, 1 W (20 ÷ 200 kHz); R7 = 3 k, 1 W (0,2 ÷ 2 MHz); R8 = R13 = 68 ohm, 1 W; R9 = 2 k, 2 W; R10 = 1 k, 1 W; R11 = R12 = 1 M, 1 W; R15 = 6,8 M, 1 W (20 ÷ 200 Hz); R16 = 680 k, 1 W (0,2 ÷ 2 kHz); R17 = 68 k, 1 W (2 ÷ 20 kHz); R18 = 6,8 k, 1 W (20 ÷ 200 kHz); R19 = 680 ohm, 1 W (0,2 ÷ 2 MHz); C1a = C1b = 40 ÷ 500 pF; C2 = 0,002 mF, 400 V; C3 = 40 mF, 450 V, elettr.; C4 = C8 = C9 = C10 = C11 = C12 = 7 ÷ 15 pF; C5 = 120 mF, 25 V, elettr.; C6 = 0,05 mF, 400 V; C7 = 1 mF, 400 V; PL1 = 3 W, 110 V; V1 = V2 = 6AG7.

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56

CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

molti dicon solo RADIO...
...l'intenditore invece
UNDA RADIO
Unda
1925-1950
DALL'UNDINA AL SUPERQUADRIUNDA
MARANI-50

Alta Frequenza

La Ditta **Sergio Corbetta** MILANO

CORBETTA MARCHIO DEPOS. MILANO

PIAZZA ASPROMONTE, 30 - TELEFONO 20.63.38

GRUPPI ALTA FREQUENZA per Ricevitori e per Oscillatori Modulati
MEDIE FREQUENZE

porge, alla sua affezionata e scelta clientela,
i migliori auguri per il nuovo anno

RADIO F.lli D'ANDREA

COSTRUZIONE SCALE PARLANTI ED ACCESSORI PER APPARECCHI RADIO

Via Castelmorrone, 19 - **MILANO** - Telefono 20.69.10

SCALA PARLANTE formato 15x30

MOD. 101 — con cristallo a specchio a 2 ed a 4 gamme.

MOD. 103 — Tipo speciale per nuovo gruppo Geloso A.F. 1961.

MOD. 105 — Scala Piccola formato 11x11 con indice rotativo a 2 gamme d'onda con cristallo a specchio.

MOD. 104 — SCALA GIGANTE form. cm 24x30 con cristallo a specchio a 2 ed a 4 gamme d'onda e nuovo gruppo Geloso 1961-1971.

MOD. 106 — SCALA GIGANTE formato 24x30 con spostamento indice nel senso verticale con cristallo a specchio a 4 gamme d'onda. Disponiamo anche per nuovo gruppo Geloso A.F. 1961 con e senza occhio Magico.

Mod. "AURORA" multipla

Per tutti i vostri lavori di

AVVOLGIMENTI
RADIO-ELETTRICI
INTERPELLATECI!

Produzione

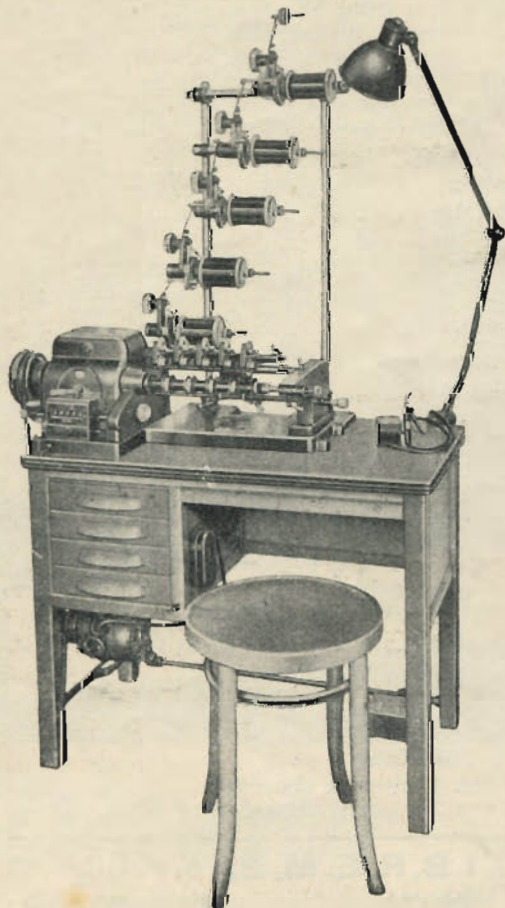
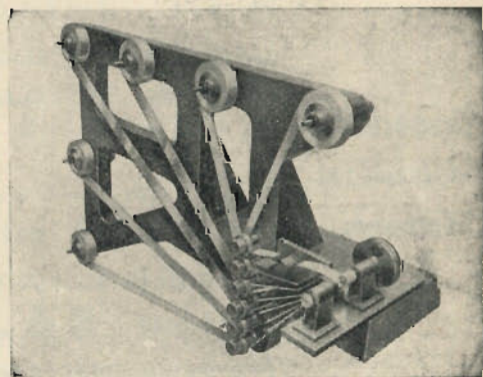
Avvolgitrici per
CONDENSATORI

Bobinatrici
LINEARI

Bobinatrici a
NIDO D'APE

Bobinatrici speciali per
NASTRARE

Bobinatori per
TRAVASO

10 MODELLI

Macchine di precisione e di alto rendimento

BREVETTI PREMIATI ALLA IX MOSTRA DELLA MECCANICA

MARCHIO DEPOSITATO

COSTRUZIONI MECCANICHE

ANGELO MARSILLI

TORINO - VIA RUBIANA, 11 - TEL. 73.827

ESPORTAZIONE IN SVIZZERA - FRANCIA - GRECIA - REP. ARGENTINA - INDIA

VICTOR
VICTOR
Mod. 560
erre - erre S. a R. L.
VIA ELBA, 16 - MILANO - TELEFONO 4.43.23

VICTOR
ADEX

MILANO
Via Manuzio 7 - Telefono 62.334

Prodotti per l'Industria e il Radiotecnico

ADESIVI per altoparlanti, etichette, ecc.
VERNICI a radiofrequenza, isolanti
COMPOUND di riempimento
CERE per impregnazione

RICHIEDETE CATALOGO GENERALE

RADIO GUIDA

Guida pratica e sicura per costruire da se, i seguenti apparecchi:

1°) Alimentatore
2°) Apparecchio a 3 + 1 valvole
3°) Apparecchio super a 5 valvole Rimlock
4°) Apparecchio super a 5 e 7 valvole
5°) Amplificatore da 25 Watt per salone o cinema

Possibilità di revisione e messa a punto degli apparecchi costruiti, presso il nostro laboratorio.

Tecnologie, prospetti, schemi, disegni ecc. Riuscita sicura: L. **1550** da rimettere a mezzo vaglia a:

ISTITUTO CTP - Via Clisio 9 - ROMA

(indicando questa rivista)

SCALE PARLANTI

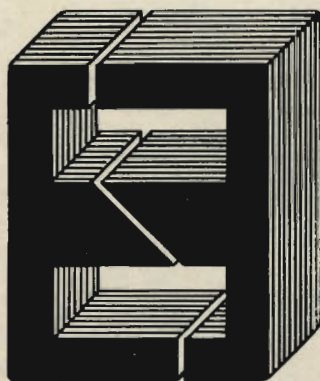
DECORAZIONE ARTISTICA METALLICA

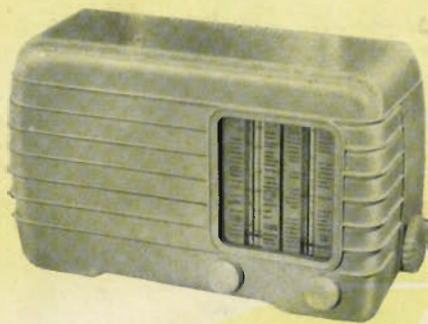
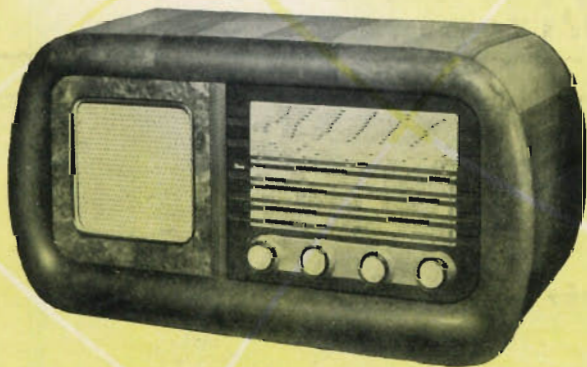
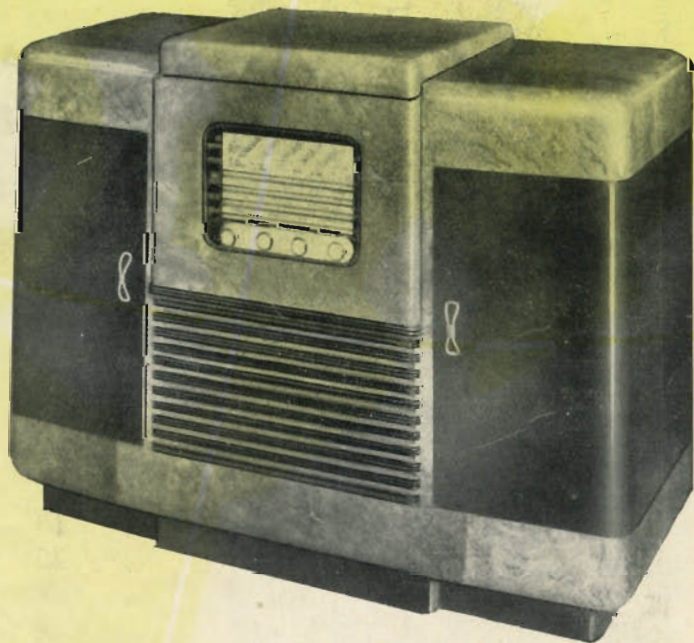
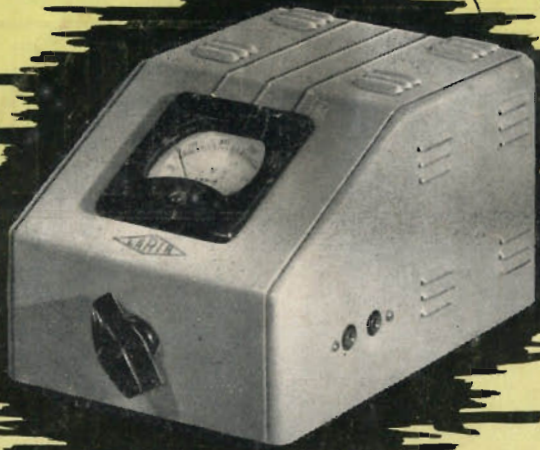
di G. MONTALBETTI

MILANO - VIA DISCIPLINI 15 - TEL. 89.74.62

SPECIALITÀ SCALE RADIO - QUADRANTI DI QUALUNQUE TIPO
CARTELLI ARTISTICI PUBBLICITARI PER VETRINE "INDUSTRIALI E COMMERCIALI"
SU VETRO E SU METALLO
BREVETTO G. MONTALBETTI

TASSINARI UGO

VIA PRIVATA ORISTANO N. 14 - TELEFONO N. 280647
MILANO (Gorla)

LAMELLE PER TRASFORMATORI RADIO E INDUSTRIALI - FASCIE CALOTTE - TUTTI I LAVORI DI TRANCIATURA IN GENERE

W2	36 x 46	colonna	14	F	68 x 92	colonna	22
W3	40 x 47,5	„	16	B	82 x 105	„	30
W6	44 x 55	„	16	A1	86 x 98	„	30
W6M	45 x 57,5	„	19	A	86 x 96	„	28
I	54 x 54	„	17	C	105 x 105	„	30
W12	58 x 68	„	22	H	116 x 126	„	40
D	72 x 82	„	26	L	76 x 80	„	30
E	72 x 92	„	28	M	196 x 168	„	56

Elevatore
di Tensione
"B. L. 46"
da
120-250-500-1000
Watt
per tutte
le
tensioni
di rete.
LARIR
Viemme